

Beitrag zur Auslegung von Permanent-Magnet-Motoren für spezielle Einsatzgebiete dargestellt am Beispiel einer Versuchsmaschine

**Von der Fakultät für Maschinenbau, Elektrotechnik und Wirtschaftsingenieurwesen
der Brandenburgischen Technischen Universität Cottbus zur Erlangung des
akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
genehmigte**

Dissertation

**Vorgelegt von
Diplom-Ingenieur
Osama Tarmoom**

geboren am 31.01.1960 in Aden (Republik Jemen)

Vorsitzender:	Prof. Dr.-Ing. B. Falter
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. habil. K. Klinger
Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. H. Schwarz
Tag der mündlichen Prüfung:	11.01.2006

Inhaltsverzeichnis

	Abbildungs- und Tabellenverzeichnis.....	4
	Verzeichnis der Formelzeichen und Indizes.....	8
1	Einleitung.....	13
2	Permanent-Magnet-Synchronmaschinen.....	15
2.1	Bauformen Modularer-Dauermagnet-Maschinen (MDM).....	18
2.1.1	Isotrope Maschine mit $Z = E$	20
2.1.2	Isotrope Maschine mit $Z = 2 E$	25
2.2	Wirkprinzip.....	27
2.2.1	Bestimmung der Oberwelle des Strombelags.....	27
2.2.2	Beschreibung der Rotation.....	30
3	Verwendete Werkstoffe.....	33
3.1	Permanentmagnete.....	33
3.2	Weichmagnetischer Werkstoff.....	35
3.3	Magnetkleber.....	38
3.4	Leitermaterial.....	38
4	Auslegung des magnetischen Kreises.....	39
4.1	Berechnung des magnetischen Kreises.....	39
4.2	Ermittlung des Magnetfeldes mittels Finite-Elemente-Methode.....	43
5	Auslegung der Versuchsmaschine.....	52
5.1	Auswahl und Begründung der Maschinenparameter und Kenngrößen...	52
5.1.1	Zusammenhang von Zielgrößen und maßgebenden Maschinen- kenngrößen.....	52
5.1.1.1	Einfluss der Magnethöhe.....	53
5.1.1.2	Einfluss der Polbedeckung.....	55

5.1.1.3	Einfluss der Nutform	58
5.1.1.4	Einfluss der Drehzahl auf die Eisenverluste und Auswahl des Blechmaterials.....	61
5.1.1.5	Rotorpolpaarzahl.....	63
5.1.1.6	Magnetmaterial.....	63
5.1.2	Beschreibung der Versuchsmaschine.....	64
5.1.3	Abmessungen.....	66
6	Technische Ausführung der Versuchsmaschine.....	67
6.1	Beschreibung der Bauteile der Versuchsmaschine.....	67
6.2	Gemessene Verläufe der Ströme und Spannungen bei Leerlauf und verschiedenen Lasten.....	70
7	Experimentelle Untersuchung der Versuchsmaschine und Vergleich mit der Simulation.....	74
7.1	Simulation der Spannungs- und Stromverläufe.....	74
7.1.1	Wechselrichter mit ohmscher Last,.....	75
7.1.2	Wechselrichter mit ohmsch-induktiver Last	76
7.1.3	Wechselrichter mit ohmsch-induktiver Last und lückenden Strom.....	78
7.2	Simulation der Spannungs- und Stromverläufe bei Belastung des Wechselrichters mit einem Permanent-Magnet-Motor.....	82
7.3	Messung der Spannungen und Ströme bei Belastung des Wechsel- richters mit der realisierten Versuchsmaschine.....	85
7.4	Vergleich der experimentellen Ergebnisse der Versuchsmaschine mit den Simulationsergebnissen.....	88
8	Zusammenfassung.....	90
	Literaturverzeichnis.....	92
	Anhangsverzeichnis.....	95
	Anhang.....	96

Abbildungs- und Tabellenverzeichnis

Abbildungsverzeichnis

2	PM-Synchronmaschinen	
Abb. 2.1	Schema eines (isotropen) Permanent-Magnet-Motors in Modulbauweise - Unterscheidung nach Läuferanordnung.....	18
Abb. 2.2	Schema eines isotropen Permanent-Magnet-Motors in Modulbauweise - Unterscheidung nach Art der Zahnwicklung.....	19
Abb. 2.3	Schema eines Permanent-Magnet-Motors in Innenläuferbauweise mit: $Z = E$, $2p > Z$, $2p = 12$, $Z = 10$, $m = 5$, $p_s = 2$	20
Abb. 2.4	Isotrope PMM am Beispiel Innenläuferbauweise mit $Z = E$	23
Abb. 2.5	Schema eines PMM in Innenläuferbauweise mit $Z = 2E$, $2p < Z$, $2p = 10$, $Z = 12$, $m = 3$, $p_s = 1$	25
Abb. 2.6 a	Schema einer PMM in Innenläuferbauweise mit $Z = 2E$, $2p < Z$, $p_s = 1$, $2p = 10$, $Z = 12$, $m = 3$, $m' = 6$, $v = \frac{p}{p_s} = \frac{5}{1} = 5$	28
Abb. 2.6 b	Strombelag und Läuferfeld eines Stranges des PMM mit $v = 5$ in Abhängigkeit von x'	28
Abb. 2.7 a	Schema einer PMM in Innenläuferbauweise mit $Z = E$, $2p > Z$, $p_s = 2$, $2p = 12$, $m = m' = 5$, $Z = 10$, $v = \frac{p}{p_s} = \frac{6}{2} = 3$	29
Abb. 2.7b	Strombelag und Läuferfeld eines Stranges des PMM mit $v = 3$ in Abhängigkeit von x'	29
Abb. 2.8	Demonstration der Funktionsweise der PMM (Beispiel mit $p = 14$ und $p_s = 2$).....	31
3	Verwendete Werkstoffe	
Abb. 3.1	Entmagnetisierungskurve von BMN-27 SH.....	34
Abb. 3.2	Verluste in Abhängigkeit der Flussdichte verschiedener Materialien.....	35
Abb. 3.3	B-H- Kurven verschiedener Elektroblech-Materialien.....	36
Abb. 3.4	Ummagnetisierungsverluste des Bleches M 330-35A.....	37

4	Auslegung des magnetischen Kreises	
Abb. 4.1	Prinzipieller Flussverlauf im Permanent-Magnet-Motor.....	40
Abb. 4.2	Flussverteilung in einem Ständerpol des Permanent-Magnet-Motors (Simulationsergebnis).....	40
Abb. 4.3	Ablauf des Berechnungsverfahrens.....	43
Abb. 4.4	Gruppierung der Bauteile.....	44
Abb. 4.5	Festlegung der Materialeigenschaft verschiedener Bauteile.....	45
Abb. 4.6	Festlegung der Randbedingungen.....	46
Abb. 4.7	Selbstgeführter Dreiphasiger Wechselrichter.....	47
Abb. 4.8	Netzgenerierung.....	48
Abb. 4.9	Aufstellung des Bandes.....	49
Abb. 4.10	Feldverteilung.....	51
5	Auslegung der Versuchsmaschine	
Abb. 5.1	Matrix zur Auslegung permanentmagneterregter Synchronmaschinen.....	53
Abb. 5.2	Einfluss der Magnethöhe auf Wirkungsgrad und Drehmoment...	54
Abb. 5.3	Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Polbedeckung.....	56
Abb. 5.4	Einfluss der Polbedeckung und des Dimensionsverhältnis h_M/b_M auf den Wirkungsgrad.....	57
Abb. 5.5	Einfluss der Polbedeckung α auf das Drehmoment.....	58
Abb. 5.6	Verschiedene Nutformen.....	58
Abb. 5.7	Drehmomentverlauf bei großem Schlitz.....	60
Abb. 5.8	Drehmomentverlauf bei kleinem Schlitz.....	60
Abb. 5.9	Streufluss bei Maschinen unterschiedliche Nutformen.....	61
Abb. 5.10	Querschnitt der Aktivteile des Prototypen.....	65
6	Technische Ausführung der Versuchsmaschine	
Abb. 6.1	Der Stator mit Wicklung aus Profildraht.....	67
Abb. 6.2	Rotor mit dem Permanentmagneten.....	68
Abb. 6.3	Gesamtansicht der Maschine.....	69

Abb. 6.4	Verlauf von Strom und Spannung im Motorbetrieb ohne Belastung.....	70
Abb. 6.5	induzierte Spannung in Leerlauf bei 260 min^{-1} (Generatorbetrieb).....	70
Abb. 6.6	Verlauf von Strangstrom i_{L1} und Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} bei 0,41 Nm Last.....	71
Abb. 6.7	Strangströme bei 0,41 Nm Last.....	71
Abb. 6.8	Verlauf von Strangstrom i_{L1} und Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} bei 1,176 Nm Last (Nennlast).....	72
Abb. 6.9	Strangströme bei 1,176 Nm Last (Nennlast).....	72
Abb. 6.10	Verlauf von Strangstrom i_{L1} und Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} bei 1,66 Nm Last (Überlast).....	73
Abb. 6.11	Strangströme bei 1,66 Nm Last (Überlast).....	73
7	Experimentelle Untersuchung der Versuchsmaschine und Vergleich mit der Simulation	
Abb.7.1	Selbstgeführter Wechselrichter mit ohmscher Belastung.....	75
Abb. 7.2	Spannungen und Ströme bei ohmscher Belastung.....	75
Abb. 7.3	Selbstgeführter Wechselrichter mit ohmsch- induktiver Belastung.....	76
Abb. 7.4	Ströme und Spannungen bei ohmsch- induktiver Belastung und kontinuierlicher Stromführung.....	77
Abb. 7.5	Ströme und Spannungen bei ohmsch- induktiver Belastung und lückendem Strom.....	78
Abb. 7.6	Leiter-Mittelpunkt-Spannungen für drei verschiedene Lastfälle sowie Verlauf der Leiterströme für ohmsch-induktive Last und lückende Stromführung.....	80
Abb.7.7	Leiter-Leiter-Spannungen für drei verschiedene Lastfälle sowie Verlauf der Leiterströme für ohmsch-induktive Last und lückende Stromführung.....	81
Abb.7.8	Prinzipschaltung Wechselrichter mit PMM.....	82
Abb. 7.9	Ströme und Spannungen des PMM, Simulation.....	83
Abb. 7.10	Gemessene Spannungen und Ströme der Versuchsmaschine.....	85

Abb. 7.11	Gemessener Verlauf der Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N}	86
Abb. 7.12	Gemessener Verlauf der Leiter-Leiterspannung u_{21}	86
Abb. 7.13	Gemessener Verlauf der Leiterstrom i_{L1}	87
Abb. 7.14	Leiterstrom i_{L1} , Simulation und Messung.....	88
Abb. 7.15	Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} , Simulation und Messung.....	88

Anhang

Abb. A1	Magnetische Ersatzschaltung eines Ausschnitts des PMM.....	96
----------------	------------------------------------------------------------	----

Tabellenverzeichnis

Tab. 2.1	Zur Erläuterung der Rotation.....	32
Tab. 5.1	Abhängigkeit verschiedener Parameter von der Magnethöhe bei konstanter Polbedeckung.....	54
Tab. 5.2	Welligkeit für die Ausführung mit großen und kleinen Nutschlitzten.....	59
Tab. 5.3	Abmessungen der Versuchsmaschine.....	66

Verzeichnis der Formelzeichen und Indizes

Formelzeichen

Zeichen	Bedeutung	Einheit
A	Fläche	m ²
B	Induktion, magn. Flussdichte	T
D	Durchmesser	mm
E	Ständerelement, Modul	
H	magn. Feldstärke	A/m, kA/m
I	Strom	A
J	Trägheitsmoment	kgm ²
	Polarisation	Vs/m ²
M	Drehmoment	Nm
P	Leistung	W
R	elektrische Widerstand	V/A
	mag. Widerstand	A/Vs
S	Sektor	
T	Temperatur	°C
U	Spannung	V
V	magn. Spannung	A
	Volumen	m ³
Z	Anzahl der Zähne	
a	Strombelag	A/m
b	Breite	mm
c _H	Hysteresekoeffizient	Ws/kgT ²
c _w	Wirbelstromkoeffizient	Ws ² /kgT ²
h	Höhe	mm
i	Strom	A
f	Frequenz	Hz
k _c	Carter-Faktor	
l	Länge	mm
m	Strangzahl	

m	Masse	kg
n	Drehzahl	U/min
p	Polpaarzahl	
r	Radius	mm
t	Zeit	s, ms
u	Spannung	V
w	Windungszahl	

Griechische Zeichen

Zeichen	Bedeutung	Einheit
α	Polbedeckung	
δ	Luftspalthöhe	mm
γ	Hilfsfaktor zur Berechnung von Carter-Faktor	
ε	Winkel	rad, °
η	Wirkungsgrad	
Θ	Durchflutung	A
ϑ	elektrische Winkel	°
μ	Permeabilität	Vs/Am
μ_0	magnetische Feldkonstante	Vs/Am
μ_r	Permeabilitätszahl (relative Permeabilität)	
ν	Ordnungszahl	
π	mathematische Konstante	
ρ	spezifische Dichte	kg/m ³
τ	Modulteilung	mm
	Zeitkonstante	ms
τ_p	Polteilung	mm
Φ	magnetischer Fluss	Vs
ω	Winkelgeschwindigkeit, Kreisfrequenz	rad/s, s ⁻¹

Indizes

Zeichen	Bedeutung
A	Anker
a	Arithmetischer Mittelwert außen
ab	abgegebene
a b c	allgemeine Bezeichnung Dreiphasennetz
c	koerzitive
Cu	Kupfer
eff	effektiv
Fe	Eisen
f	Erregerfeld
H	Hysterese
i	innen Schrittvariable
i, 0, 1, 2, 3	Zählvariablen
J	Joch
L	Leiter
LL	Leiter- Leiter
M	Magnet
max	maximal
min	minimal
N	Nenn
n	Nut
p	Polarrad
R	Remanenz Reibung
r	räumlich
s	Stator
s ₀	Schlitz (Nutöffnung am Luftspalt)
s ₁	oberer Nutteil
s ₂	unterer Nutteil

v	Verlust
W	Wirbelstrom
w	Welligkeit
z	Zahn
zu	zugeführte
1	Ständer
2	Rotor

Abkürzungsverzeichnis

D	Freilaufdiode
MDM	Modular-Dauermagnet-Maschine
mech	mechanisch
N-Pol	Nordpol
N	Mittelpunkt
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
PM	Permanent-Magnet
PMM	Permanent-Magnet-Motor
PMW	Pulsweitenmodulation
S-Pol	Südpol
Sm-Co	Samarium-Kobalt
T	Transistor
Z	Zwischenkreis

1 Einleitung

Der elektrischen Maschine kommt als Energiewandler in Verbindung mit immer leistungsfähigeren und komplexeren Informationsverarbeitungssystemen für die Realisierung technologischer Prozesse eine außerordentlich hohe Bedeutung zu. Die technologischen Prozesse werden mit immer höherer Genauigkeit und Dynamik geführt. Neue Gebiete werden für automatische Steuerungen durch ein übergeordnetes Leitsystem erschlossen. Viele bisher eingesetzten Antriebssysteme erweisen sich als zu ungenau, zu träge, zu schwer, verlustbehaftet und wartungsintensiv. Zudem sind genormte Standardantriebe für viele Anwendungen in ihren geometrischen und dynamischen Parametern zu unflexibel.

Neuartige Energiespeicher wie Kondensatoren mit hoher Kapazität bisher unbekannter Energiedichte, neue Akku-Generationen und Brennstoffzellen sowie deren zunehmend preiswertere Produktion erschließen der elektrischen Antriebstechnik immer neue Einsatzgebiete. Die im Rahmen dieser Arbeit ausgelegte Maschine ist ein Beitrag zur Entwicklung eines hochinnovativen Produkts. Die erarbeiteten Modelle dienen als Grundlage für weiterführende Untersuchungen, besonders hinsichtlich der weiteren Reduzierung von Rast- und Pendelmomenten und der präziseren Steuerbarkeit.

Die Auslegung hochausgenutzter Motoren erfordert eine exakte Berechnung des magnetischen Kreises. Magnete auf der Basis Seltenen-Erd-Materialien mit Remanenzinduktionen von ca. 1,2 T ermöglichen hohe Luftspaltinduktionen, so dass im Elektrolech bis 2 T auftreten können. Sättigungserscheinungen und Streufelder sind deshalb nicht zu vernachlässigende Effekte. Einfache analytische Berechnungsmethoden stoßen hier an ihre Grenzen. Numerische Verfahren wie die Finite-Elemente-Methode ermöglichen die Berechnung komplizierter, wirklichkeitsnaher Maschinenmodelle unter Einbeziehung nichtlinearer Materialeigenschaften. Diese Verfahren sind sehr rechenintensiv, die Kapazitäten moderner Datenverarbeitungsanlagen ermöglichen jedoch zunehmend auch die exakte Modellierung dynamischer Vorgänge sowie die schnelle Optimierung der Maschinendaten entsprechend der jeweiligen Zielparameter. Die in dieser Arbeit beispielhaft behandelte Maschine verdeutlicht sehr gut die besonderen Herausforderungen an den Entwurf hochwertiger Antriebssysteme. Diese sind oft drehzahlvariable, getriebelose Direktantriebe großer

Drehmoment mit hohen Ansprüchen an Zuverlässigkeit, Wartungsarmut und hohem Wirkungsgrad.

Hohe Kosten für das Magnetmaterial erfordern deren sparsamen Einsatz. Die Magnetwerkstoffe und anderen Materialien werden bis an ihre Parametergrenzen ausgenutzt. Neue Materialien und Konstruktionsprinzipien erweitern die Möglichkeiten beim Entwurf elektrischer Maschinen. Von Seiten der benötigten Antriebssteuerungen wird diese Entwicklung begünstigt durch verbesserte Sensorik, schnellere Informationsverarbeitung und dynamisch bessere Bauelemente.

Die computergestützte Modellierung und Optimierung neuer Maschinen verkürzt die notwendigen Entwicklungszeiten deutlich. Es wird wertvolle Zeit und Material durch den Bau von nur wenigen Versuchsmustern eingespart und die Treffsicherheit des Entwurfs deutlich erhöht. Somit wird es möglich, auch bei kleinen zu fertigenden Stückzahlen genau auf die jeweilige Anwendung zugeschnittene Antriebssysteme mit vertretbarem Aufwand zu entwickeln.

Permanentmagneterregte Synchronmotoren sind sehr flexibel und leistungsfähig. Mit ihnen lassen sich hohe Leistungsdichten und damit geringe Bauvolumen sowie gute Wirkungsgrade erreichen. Hochpolige permanentmagneterregte Synchronmotoren sind in der Lage, sehr große Drehmomente pro Volumeneinheit bei geringer Drehzahl abzugeben. Damit sind getriebe lose Antriebe realisierbar.

Der in dieser Arbeit untersuchte Permanent-Magnet-Motor (PMM) ist eine Sonderbauform der permanentmagneterregten Synchronmaschine. In Abschnitt 2.1 werden die Bauformen und in Abschnitt 2.2 das Wirkungsprinzip erläutert.

2 Permanent-Magnet-Synchronmaschinen

Permanentmagneterregte Maschinen gehören zu den kommutatorlosen rotierenden elektrischen Maschinen.

Diese werden nachfolgend hinsichtlich der Art ihrer Erregerfelderzeugung, ihrer Stator-/Läuferanordnung, der momentbildenden Flussrichtung und der Nutung verglichen und bewertet [1, 2].

- Erregung:

Bauformen	Vorteile	Nachteile
Elektrisch erregte Synchronmaschine	<ul style="list-style-type: none"> - Erregung regelbar - besonders bei großen Maschinen billiger als PM-Erregung 	<ul style="list-style-type: none"> - Erregerverluste - Konstruktiver- und Fertigungsaufwand meist größer als bei PM-Erregung - teilweise Schleifringe → wartungsintensiv
Permanentmagneterregte Synchronmaschine	<ul style="list-style-type: none"> - einfacher Aufbau - großes Leistungsgewicht - keine Erregerverluste 	<ul style="list-style-type: none"> - hohe Magnetpreise - Erregungsregelung aufwendig - sehr empfindlich gegen magnetische Kleinteile, z. B. Späne, Abrieb
Polyphasige permanentmagneterregte Synchronmaschine	<ul style="list-style-type: none"> - es sind besonders kleine Polteilungen und besonders große Momentbildung möglich - kurzer Eisenweg → schmaleres Statorjoch 	<ul style="list-style-type: none"> - aufwendigere Steuerung - größere Eisenverluste, da meist mit höherer Frequenz betrieben - etwas geringerer Wirkungsgrad
Reluktanzmaschinen	<ul style="list-style-type: none"> - sehr einfach aufgebauter Rotor 	<ul style="list-style-type: none"> - benötigt große Magnetisierungsblindleistung über den Stator → großer Umrichter - sehr große Streuung → Blindleistung

- Läuferanordnung

Bauformen	Vorteile	Nachteile
Innenläufer	<ul style="list-style-type: none"> - geringeres Trägheitsmoment - einfacherer mechanischer Aufbau 	<ul style="list-style-type: none"> - Luftspaltradius gegenüber Außenradius klein - Läuferkühlung schwieriger
Außenläufer	<ul style="list-style-type: none"> - Luftspaltdurchmesser näher am Außendurchmesser → größere Luftspaltfläche → größere Momentbildung - maximale Ausnutzung des Innenraums für die Unterbringung des Kupfers ermöglicht tiefe Statornuten → großen Strombelag - Stator leichter zu bewickeln 	<ul style="list-style-type: none"> - größeres Trägheitsmoment - Aufwendige Gehäusekonstruktion, wenn Rotor umhüllt werden muss - vorrangig für Flüssigkeitskühlung geeignet

- Lage des Luftspalts

Bauformen	Vorteile	Nachteile
Radialflussmaschine	<ul style="list-style-type: none"> - geringeres Trägheitsmoment gegenüber Axialflussmaschine bei gleicher aktiver Luftspaltfläche (Innenläufer) - kurze Wickelköpfe gegenüber großer wirksamer Statorlänge - Anpassung der Bemessungsleistung über Läuferlänge bei konstanter Statorblechgeometrie 	<ul style="list-style-type: none"> - Wickelkopflänge wirkt sich bei stark eingeschränkter zulässiger axialer Baulänge negativ aus.
Axialflussmaschine	<ul style="list-style-type: none"> - optimale Ausnutzung axial stark begrenzter Einbauräume - gut in Gesamtsystem integrierbar - gut für Luftkühlung geeignet, besonders bei Luftspaltwicklung - bei bestimmten Anordnungen kein eigenes Lager erforderlich 	<ul style="list-style-type: none"> - aufwendige Wicklungsherstellung - größerer Bedarf an PM-Material - großes Trägheitsmoment - Flüssigkeitskühlung aufwendig - u. U. große axiale Kräfte - sehr steife und präzise Lagerung erforderlich - Radiusabhängige Strombelagsverteilung

- Wicklung

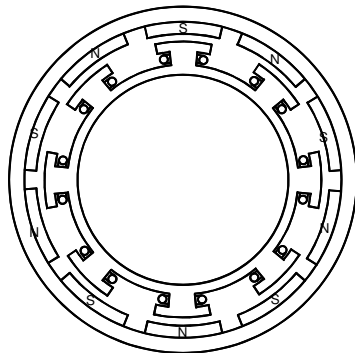
Bauformen	Vorteile	Nachteile
Wicklung in Nuten	<ul style="list-style-type: none"> - kleiner wirksamer Luftspalt - gute Kühlung der Wicklung über den Stator - der Einsatz vorgefertigter Wicklungen ist möglich - notwendige Herstellungstechnologie ist Standard - keine Wirbelströme im Kupfer 	<ul style="list-style-type: none"> - Rastmomente - getrennter Raum für Flussführung und Wicklung → u. U. größerer notwendiger Bauraum - Aufwand für Netherstellung, -isolation und Einträufeln der Wicklung
Luftspaltwicklung	<ul style="list-style-type: none"> - kleine Rastmomente - einfache Statorgeometrie ohne Nuten - bei eisenlosen Maschinen größere Betriebsfrequenz da Hystereseverluste entfallen 	<ul style="list-style-type: none"> - sehr großer wirksamer Luftspalt → großer magnetischer Widerstand → größeres benötigtes Magnetvolumen bei gleicher Luftspaltinduktion - zum Teil aufwendige Sonderwickeltechnik erforderlich

Die besondere Anforderung an den Entwurf bestanden in der konkreten Vorgabe der mechanischen Abmessungen und der zu realisierenden elektrischen Parameter. Unter diesem Aspekt können nicht alle in der Übersicht dargestellten Vorteile kombiniert werden. Dies betrifft als konkretes Beispiel die Wahl der Innenläuferbauweise (Handhabegerät mit innenliegender rotierender Wirkfläche relativ großen Durchmessers). Gleichzeitig besteht die Forderung nach einem großen Drehmoment bei relativ geringer Drehzahl, geringem Gewicht, geringer axialer Abmessung und hohem Wirkungsgrad. Dies bedingt unter anderem die Minimierung von Statorhöhe, Maschinenlänge und Verlusten sowie eine möglichst gute Steuerbarkeit.

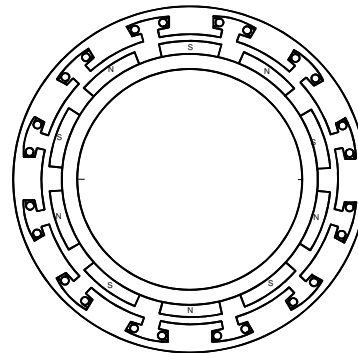
Alle diese Forderungen führten zur Auswahl Modularer-Dauermagnet-Maschinen (MDM).

2.1 Bauformen Modularer-Dauermagnet-Maschinen (MDM)

Maschinen auf dieser Basis zeichnen sich durch ihren einfachen Aufbau aus. Sie sind modular aus baugleichen Segmenten zusammengefügt. Auf dem Läuferjoch sind $2p$ magnetisierte Permanentmagnetpole abwechselnd am Umfang angeordnet. Die einzelnen Ständerzähne bilden ausgeprägte Pole ähnlich der Synchronschenkelpol- oder Gleichstrommaschinen. Der Ständer weist jedoch keine normale Drehstromwicklung derselben Polpaarzahl auf, sondern besteht aus Ständerelementen E (auch Module genannt), die mit einem m -phasigen Stromsystem gespeist werden. Unter einem Ständerelement E wird ein Ständerzahn mit zugehöriger Spulenwicklung verstanden. Die Wicklungen der verschiedenen Stränge überlappen sich nicht, sondern jeder Strang besitzt eigene bewickelte Zähne. Dabei weicht die Polpaarzahl des Ständers p_s von der Läuferpolpaarzahl p ab. Im Folgenden werden diejenigen Verhältnisse von p zu p_s betrachtet, die ein günstiges Betriebsverhalten bewirken. Die Maschinen werden als Innen- und Außenläufermaschinen ausgeführt (Abb. 2.1). Alle hier gemachten Aussagen und Betrachtungen gelten ohne Einschränkung für beide Bauformen.



a) Außenläuferanordnung



b) Innenläuferanordnung

Abb. 2.1: Schema eines (isotropen) Permanent-Magnet-Motors in Modulbauweise - Unterscheidung nach Läuferanordnung

Hinsichtlich der Ständerkonfiguration sind zwei verschiedene Bauformen dieses Maschinentyps bekannt. Dabei wird zwischen isotropen und anisotropen Ständeraufbau unterschieden

Bei der isotropen Ausführung haben alle Zähne und Nuten die gleiche Breite. Die in benachbarten Ständerelementen induzierten Spannungen haben unterschiedliche Phasenlage. Der Sektor S dieses Maschinentyps und damit das Ständerelement E bestehen aus einem bewickelten Zahn $S = E = Z$ (Abb. 2.2 a) oder aus einem bewickelten Zahn und zwei unbewickelten halben Zähnen und damit gilt $S = 2 Z$. Da die Anzahl der Ständerzähne Z doppelt so groß wie Ständerelemente E sind, gilt $Z = 2 E$ (Abb. 2.2 b).

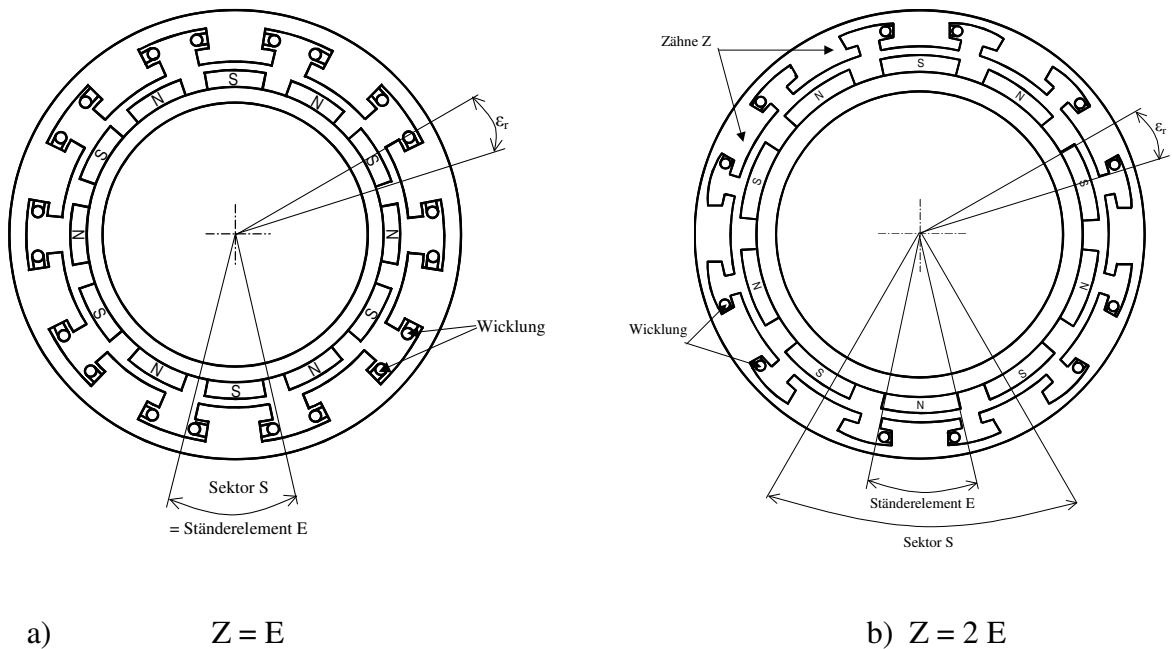


Abb. 2.2: Schema eines isotropen Permanent-Magnet-Motors in Modulbauweise - Unterscheidung nach Art der Zahnwicklung

Der Stator anisotroper Maschinen besteht aus baugleichen Sektoren, an deren Außengrenzen verbreiterte Zähne oder Nuten für den notwendigen Versatzausgleich sorgen. Alle Elemente eines Sektors haben die gleiche Phasenlage [3, 4, 5]. Die anisotrope Maschinenbauart wird hier jedoch nicht betrachtet.

2.1.1 Isotrope Maschine mit $Z = E$

Zum besseren Verständnis des realisierten isotropen Maschinentyps werden im Folgenden einige grundlegende Zusammenhänge hergeleitet und erläutert [3].

Module gleicher Phasenlage können zu einem Strang zusammengeschaltet werden. Dabei ist die Polarität zu berücksichtigen. Durch die unterschiedliche Anzahl von Ständerelementen (Module) und Läuferpolen entsteht ein Versatz, der sich aus der Differenz der Modulteilungen τ_1 und τ_2 als räumlicher Winkel ε_r bestimmen lässt (Abb. 2.3).

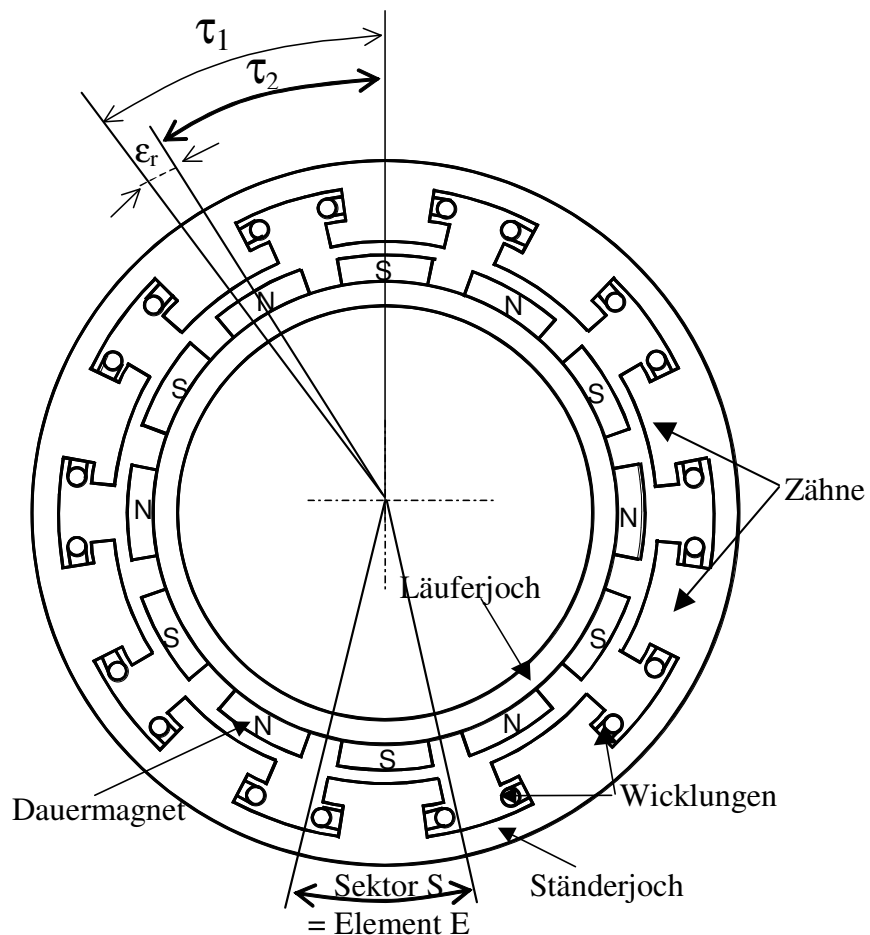


Abb.2.3: Schema eines Permanent-Magnet-Motors in Innenläuferbauweise mit:

$$Z = E, \quad 2p > Z, \quad 2p = 12, \quad Z = 10, \quad m = 5, \quad p_s = 2$$

Die Modulteilungen τ_1 und τ_2 ergeben sich zu:

$$\tau_1 = \frac{2\pi r}{Z} \quad (2.1)$$

$$\tau_2 = \frac{2\pi r}{2p} \quad (2.2)$$

$$\varepsilon_r = \frac{|\tau_1 - \tau_2|}{r} = 2\pi \left| \frac{2p - Z}{2pZ} \right| \quad (2.3)$$

Der räumliche Winkel im Allgemeinen beträgt:

$$\varepsilon_r = \frac{2\pi}{2pm} \quad \text{oder} \quad m\varepsilon_r = \frac{\tau_2}{r} \quad (2.4)$$

Aus den Gleichungen (2.3) und (2.4) berechnet sich die ausführbare Strangzahl m für die dargestellte Maschine aus den Ständer- und Läufergrößen nach der Beziehung:

$$\frac{2p}{Z} = \frac{m \pm 1}{m} \quad \begin{array}{l} + \text{ für } 2p > Z \\ - \text{ für } 2p < Z \end{array} \quad (2.5)$$

Für die einheitliche theoretische Behandlung ist es zweckmäßig, Maschinen mit gerader Strangzahl m durch äquivalente Maschinen mit doppelter fiktiver Strangzahl m' zu ersetzen [3, 4], die ebenfalls durch einen Phasenversatz von $2\pi/m'$ gekennzeichnet sind. Allgemein gilt dann:

$$m' = \begin{cases} m & m \text{ ungerade} \\ 2m & m \text{ gerade} \end{cases} \quad (2.6)$$

Unter Berücksichtigung der fiktiven Strangzahl m' geht Gleichung 2.5 in Gleichung 2.7 über:

$$\frac{2p}{Z} = \frac{m' \pm 1}{m'} \quad m \text{ ungerade} \quad (2.7)$$

$$\frac{2p}{Z} = \frac{m' \pm 2}{m'} \quad m \text{ gerade}$$

Der Zusammenhang zwischen Anzahl der Module (Ständerelement) und Ständerpolpaarzahl ergibt sich zu:

$$Z = \begin{cases} p_s m & m \text{ ungerade} \\ 2p_s m & m \text{ gerade} \end{cases} \quad (2.8)$$

Wird Gleichung (2.8) in Gleichung (2.5) eingesetzt, so erhält man das Verhältnis von Läuferpolpaarzahl p zu Ständerpolpaarzahl p_s :

$$\frac{p}{p_s} = \begin{cases} \frac{m \pm 1}{2} & m \text{ ungerade} \\ \frac{m \pm 1}{1} & m \text{ gerade} \end{cases} \quad (2.9)$$

oder

$$\frac{p}{p_s} = \begin{cases} \frac{m' \pm 1}{2} & m \text{ ungerade} \\ \frac{m' \pm 2}{2} & m \text{ gerade} \end{cases} \quad (2.10)$$

Abb. 2.4 zeigt Beispiele der Permanent-Magnet-Motoren (PMM) für unterschiedliche Kenngrößen.

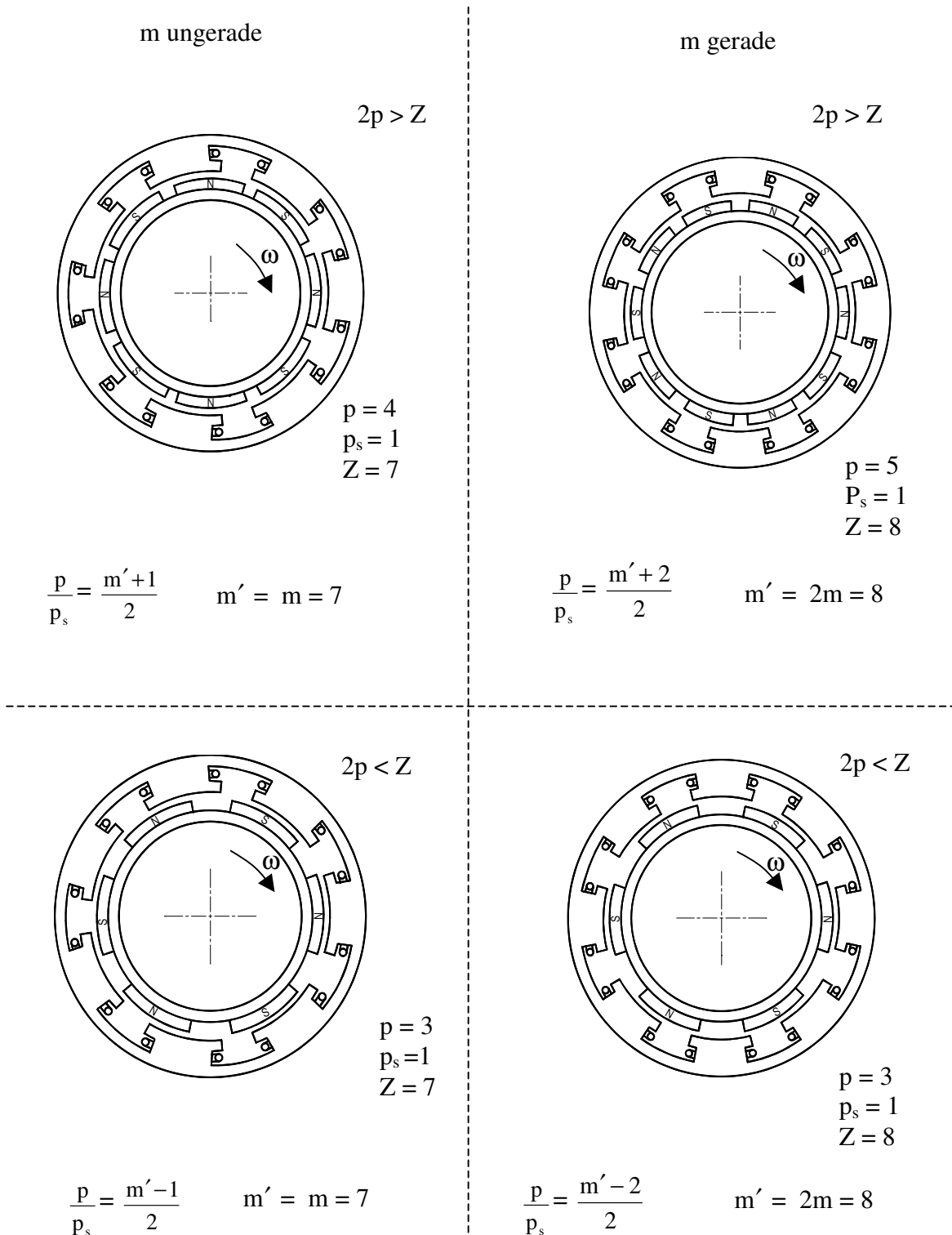


Abb. 2.4: Isotrope PMM am Beispiel Innenläuferbauweise mit $Z = E$

Hierbei wird hinsichtlich gerader oder ungerader Strangzahl m unterschieden und danach, ob die Anzahl der Rotorpole $2p$ kleiner oder größer als die Anzahl der Statorzähne Z sind. Die Strangzahl m entspricht der Anzahl der Phasen des zur Versorgung notwendigen Systems. Zusätzlich wird die fiktive Strangzahl m' definiert. Bei Maschinen mit ungerader Strangzahl stimmen m und m' überein, bei Maschinen mit gerader Strangzahl ergibt sich $m' = 2m$.

Bei Maschinen mit gerader Strangzahl lassen sich immer Modulpaare finden, deren Lage bezüglich der Magnete identisch ist, die Polarität der Magnete jedoch entgegengesetzt gerichtet ist. Die Anzahl der Ständerpolpaare p_s stimmt überein mit der Anzahl der identischen Stellungen von Ständerelement zu Läuferpol.

2.1.2 Isotrope Maschine mit $Z = 2E$

Der wesentliche Unterschied der isotropen PMM mit $Z = 2E$ zur PMM mit $Z = E$ liegt im Aufbau des Ständers. Ein Sektor setzt sich aus einem Zahn mit Wicklung und - im Gegensatz zur vorher beschriebenen PMM - aus zwei weiteren unbewickelten Zahnhälften zusammen, die als magnetischer Rückschluss dienen [6]. Bei diesem Maschinentyp ist die Anzahl der Zähne Z zweimal so groß wie die Anzahl der Ständerelemente und damit gilt $Z = 2E$. Auf dem Läuferjoch befinden sich $2p$ wechselnd magnetisierte Dauermagnete. Ständerelemente gleicher Phasenlage können zu einem Strang zusammengeschaltet werden [3, 4]. Dabei ist die Polarität zu berücksichtigen.

Abbildung 2.5 zeigt die Skizze einer solchen Maschine in Innenläuferbauweise.

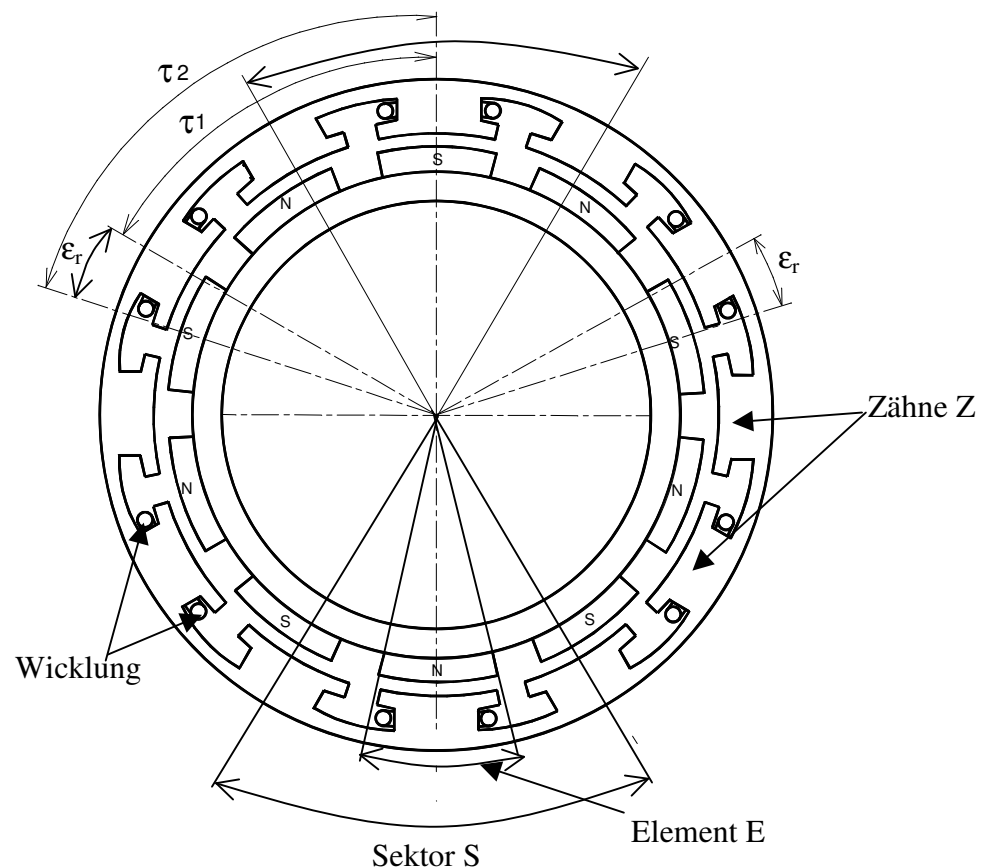


Abb. 2.5: Schema eines PMM in Innenläuferbauweise mit
 $Z = 2E$, $2p < Z$, $2p = 10$, $Z = 12$, $m = 3$, $p_s = 1$

Die Modulteilungen berechnen sich für diese Maschine zu:

$$\tau_1 = \frac{4\pi r}{Z} \quad (2.11)$$

$$\tau_2 = \frac{2\pi r}{p} \quad (2.12)$$

Der räumliche Versatz von mit Wicklungen versehenen Ständerelementen zweier aufeinanderfolgender Stränge relativ zu den zugehörigen Läuferpolen bestimmt sich gemäß Gleichung (2.3) zu:

$$\epsilon_r = 2\pi \left| \frac{2p - Z}{pZ} \right| = 4\pi \left| \frac{p - E}{pZ} \right| \quad (2.13)$$

Aus den Gleichungen (2.4), (2.12) und (2.13) berechnet sich die ausführbare Strangzahl m für die dargestellte Maschine aus den Ständer- und Läufergrößen nach der Beziehung:

$$\frac{2p}{Z} = \frac{m \pm \frac{E}{Z}}{m} = \frac{m \pm \frac{1}{2}}{m} \quad \begin{array}{l} + \text{ für } 2p > Z \\ - \text{ für } 2p < Z \end{array} \quad (2.14)$$

Analog Gleichung (2.8) ergeben sich für diese Maschine nachfolgende Abhängigkeiten für die Zahl der Ständerzähne Z und Ständerelemente E :

$$Z = 4p_s m, \quad (2.15)$$

$$E = 2p_s m$$

Das Verhältnis von Läufer- zu Ständerpolpaarzahl errechnet sich somit zu

$$\frac{p}{p_s} = 2 \left(m \pm \frac{E}{Z} \right) = 2m \pm 1 \quad \begin{array}{l} + \text{ für } 2p > Z \\ - \text{ für } 2p < Z \end{array} \quad (2.16)$$

$$\text{oder} \quad m' = m \frac{Z}{E} = 2m \quad \text{zu} \quad (2.17)$$

$$\frac{p}{p_s} = m' \pm 1 \quad \begin{array}{l} + \text{ für } 2p > Z \\ - \text{ für } 2p < Z \end{array} \quad (2.18)$$

2.2 Wirkprinzip

Durch die besondere, oben beschriebene Bauart dieser Motoren weicht auch das Wirkprinzip (Momentbildung) von den herkömmlichen Synchronmaschinen ab. Dies resultiert aus dem Vorhandensein unterschiedlicher Polpaarzahlen von Rotor und Stator und wird nachfolgend beschrieben.

2.2.1 Bestimmung der Oberwelle des Strombelags

Aufgrund der unterschiedlichen Polpaarzahlen im Stator und im Rotor folgt, dass diese Maschinen als Hauptwelle nicht die Grundwelle aufweisen, wie dies bei herkömmlichen Drehfeldmaschinen der Fall ist [7]. Modulare-Dauermagnet-Maschinen weisen als Hauptwelle eine bestimmte Oberwelle des Strombelags auf, mit der sie optimal zu betreiben sind. Zur Drehmomentbildung trägt diejenige Oberwelle des Strombelags bei, die mit der Läuferpolpaarzahl übereinstimmt. Die Ordnungszahl v dieser Oberwelle ergibt sich aus dem Verhältnis von Rotor- zu Statorpolpaarzahl:

$$v = \frac{p}{p_s} \quad v = \text{ganzzahlig} \quad (2.19)$$

Die Anzahl der Ständerpolpaare p_s stimmt überein mit der Anzahl der identischen Ständerelemente zu Läuferpol.

In dem gezeigten Beispiel der Abbildung (2.6 a) beträgt die Statorpolpaarzahl eins. Deshalb ergibt sich die Ordnungszahl der Oberwelle des Strombelags direkt aus der Rotorpolpaarzahl, während am Beispiel der Abbildung (2.7 a) die Statorpolpaarzahl zwei beträgt. Damit ist die Ordnungszahl der Oberwelle nur die Hälfte der Rotorpolpaarzahl.

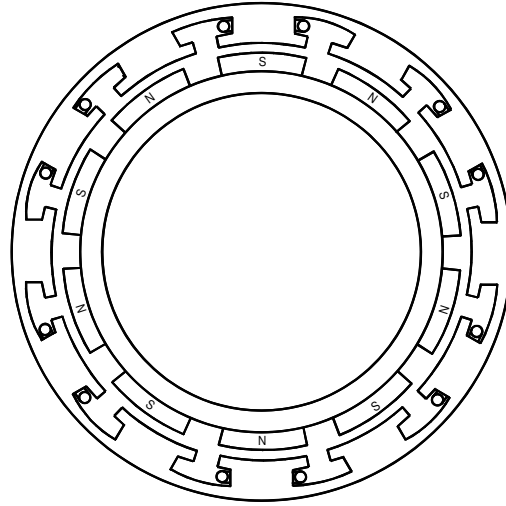


Abb. 2.6 a: Schema einer PMM in Innenläuferbauweise mit $Z = 2E$, $2p < Z$, $p_s = 1$

$$2p = 10, Z = 12, m = 3, m' = 6, v = \frac{p}{p_s} = \frac{5}{1} = 5$$

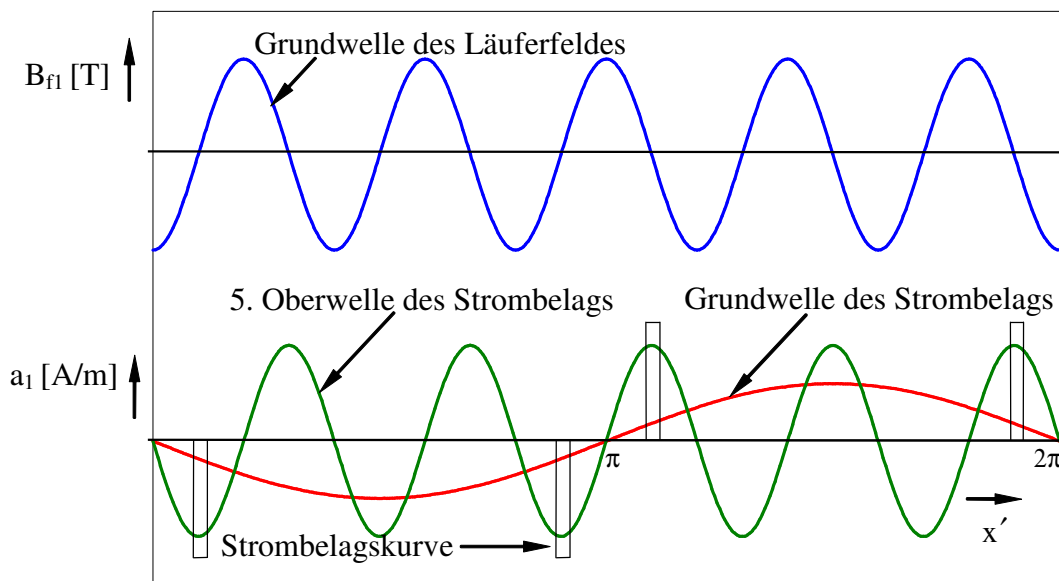


Abb. 2.6 b: Strombelag und Läuferfeld eines Stranges der PMM mit $v = 5$ in Abhängigkeit von x'

Abbildung 2.6 b zeigt die Verläufe des Strombelags eines Stranges und die durch den Läufer erzeugt Felderregungskurve der in Abbildung 2.6 a gezeigten Maschine. Dabei ist x' die auf dem Radius bezogene Abwicklung. Die Ständerpolpaarzahl beträgt also in diesem Fall $p_s = 1$. Zur Drehmomentbildung trägt die 5. Oberwelle des Strombelags bei.

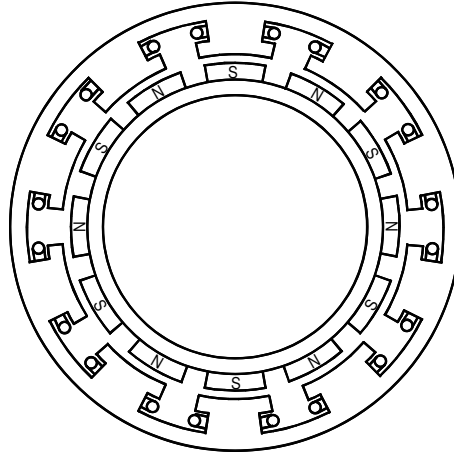


Abb. 2.7 a: Schema einer PMM in Innenläuferbauweise mit $Z = E$, $2p > Z$, $p_s = 2$

$$2p = 12, Z = 10, m = m' = 5, v = \frac{p}{p_s} = \frac{6}{2} = 3$$

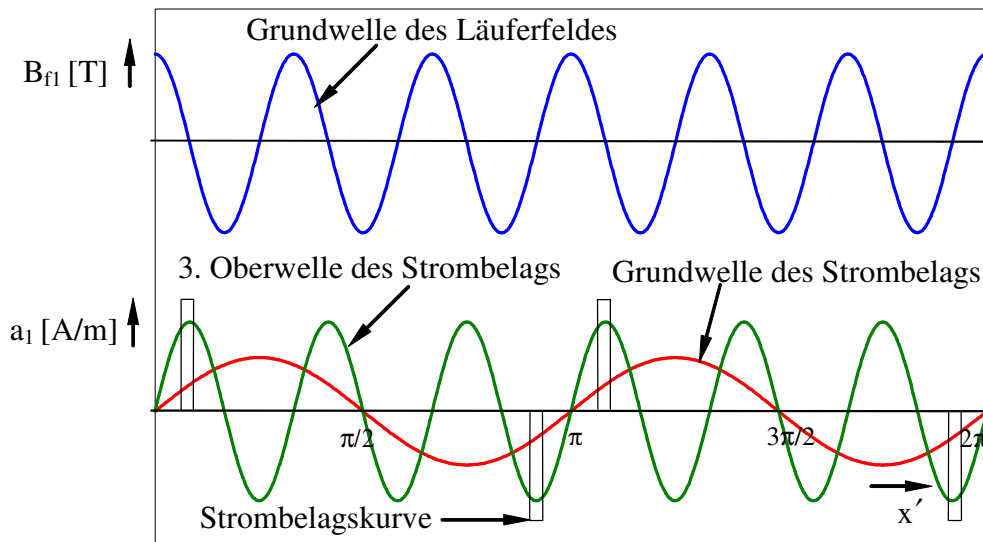


Abb. 2.7 b: Strombelag und Läuferfeld eines Stranges der PMM mit $v = 3$ in Abhängigkeit von x'

Bei der in Abbildung 2.7 a dargestellten Maschine wiederholt sich die gleiche Phasenlage und damit die Grundwelle in der Ständerspule zweimal am Umfang (siehe Abbildung 2.7 b). Hier ist die Ständerpolpaarzahl $p_s = 2$.

2.2.2 Beschreibung der Rotation

Im Folgenden soll betrachtet werden, wie bei dieser Maschinenart die Rotation des Läufers erzeugt wird. Ausgangspunkt für die Betrachtung ist die Stellung des Läufers zum Ständer entsprechend Abb. 2.8 a. Dabei steht dem bestromten Zahn des Moduls 1 bzw. 7 ein N-Pol des Läufers und dem bestromten Modul 4 bzw. 10 ein S-Pol mit maximal möglicher Bedeckung gegenüber - keine Momentbildung. Um eine Rotation z. B. nach rechts zu erzeugen, werden die Module bestromt, denen ein N-Pol bzw. ein S-Pol mit jeweils geringster Winkelabweichung gegenüberstehen. Bei dieser Maschine ist dies das Modul 2 (bzw. 5, 8, 11) gemäß Abb. 2.8 a. Der Rotor dreht sich um den räumlichen Winkel $\varepsilon_r = 4,28^\circ$ (Gleichung 2.13) weiter und erreicht eine Stellung entsprechend Abb. 2.8 b.

Abb. 2.8 c zeigt die Stellung des Rotors am Ende des nächsten Bestromungszyklus. Hierbei sind die Module 3, 6, 9, 12 bestromt. Abb. 2.8 d zeigt die Rotorstellung bei maximaler Überdeckung von Läufer-N-Pol und Module 4 und 10. Wie zu erkennen ist, stehen Module 1 und 7 dabei ein S-Pol gegenüber. Das heißt, die Hauptwelle von Strom und Spannung ist um 180° elektrisch fortgeschritten, der räumliche Winkel ε_r beträgt hier $12,85^\circ$. Die letzte Stellung vor Erreichen der Ausgangslage ist in Abb. 2.8 f zu sehen. Nachdem jedes Modul zum gegebenen Zeitpunkt entsprechend bestromt worden ist, ergibt sich wieder die Ausgangssituation (Abb. 2.8 a). Dabei hat sich der Rotor um eine Rotorpolpaarteilung mit $\varepsilon_r = 25,71^\circ$ weitergedreht.

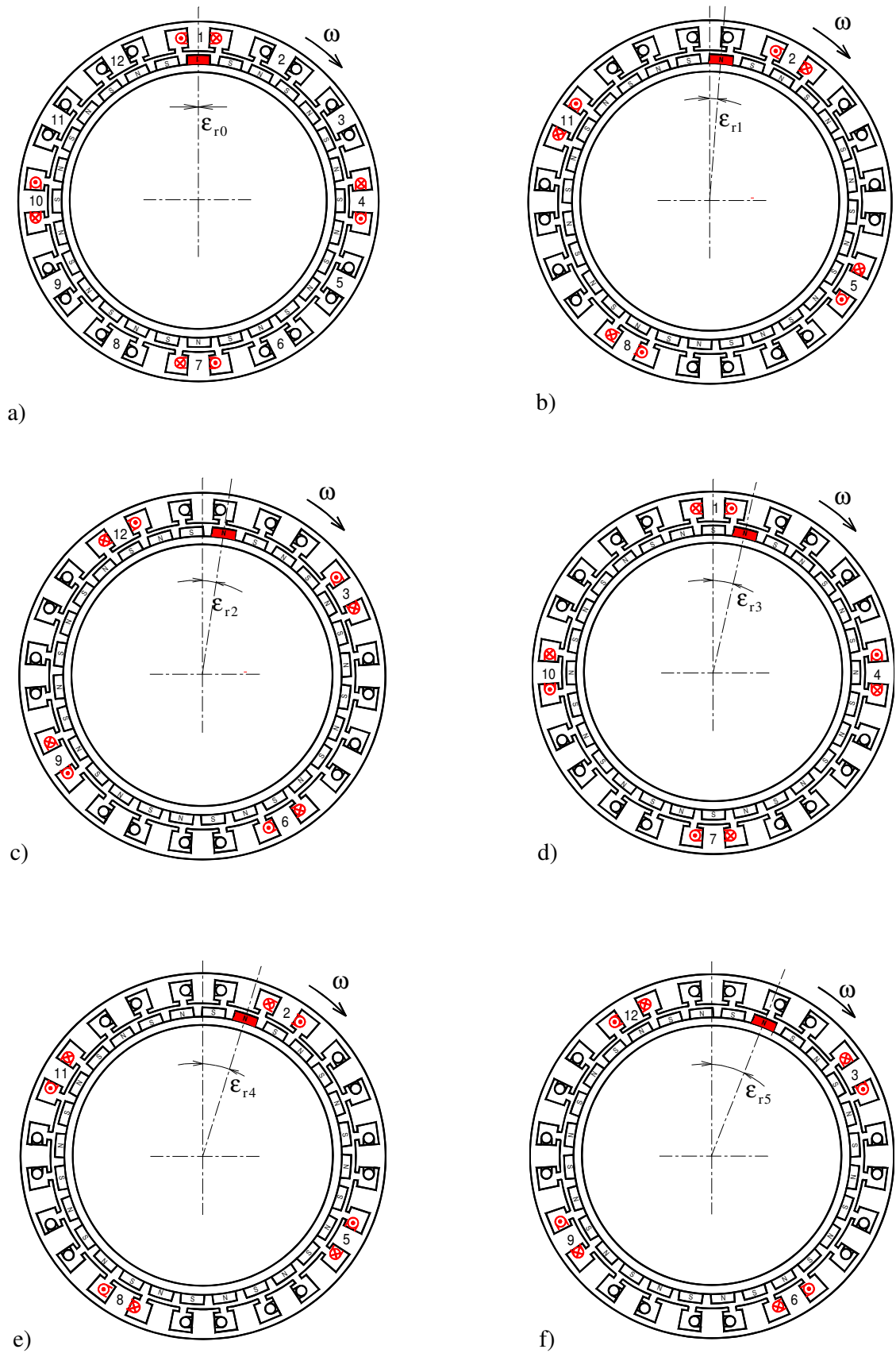


Abb. 2.8 Demonstration der Funktionsweise der PMM (Beispiel mit $p = 14$ und $p_s = 2$)

In der Tabelle 2.1 ist der Rotationsprozess noch einmal schematisch zusammengefasst und im Überblick dargestellt. Die Periodizität wird deutlich sichtbar. Der Index i kennzeichnet dabei den Zustand jeweils am Ende der Bestromung.

Schritte		Kriterium						
		$i = 0$	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$	$i = 5$	$i = 6$
bestromte Module	N	1	2	3	4	5	6	1
		7	8	9	10	11	12	7
	S	4	5	6	7	8	9	4
		10	11	12	1	2	3	10
räumlicher Winkel	ε_{ri}	0	$1\varepsilon_r$	$2\varepsilon_r$	$3\varepsilon_r$	$4\varepsilon_r$	$5\varepsilon_r$	$6\varepsilon_r$
	ε_{ri}	0	$4,28^\circ$	$8,57^\circ$	$12,85^\circ$	$17,14^\circ$	$21,42^\circ$	$25,71^\circ$
elektrische Winkel	ϑ	0	60°	120°	180°	240°	300°	360°

Tab. 2.1: Zur Erläuterung der Rotation

Bei Maschinen mit einer Statorpolpaarzahl größer eins haben mehrere Module die gleiche Phasenlage. Sie können polaritätsrichtig durch Reihen- oder Parallelschaltung zu Strängen verbunden werden.

In jedem Strang wird bei gleichmäßiger Drehung eine periodische Spannung induziert.

Die zeitliche Phasenverschiebung zwischen den Strängen beträgt $\frac{2\pi}{m'}$.

Zur Versorgung wird also ein Wechselrichtersystem mit m Phasen und $\frac{2\pi}{m'}$ Phasenverschiebung benötigt [7].

3 Verwendete Werkstoffe

3.1 Permanentmagnete

Heutzutage kommen in hoch ausgenutzten Maschinen Neodym-Eisen-Bor-Magnete (NdFeB) oder bei besonderen Temperaturbelastungen Samarium-Kobalt-Legierungen (Sm_xCo_x) zum Einsatz. Diese Selten-Erd-Materialien haben sich aufgrund ihrer hervorragenden Eigenschaften gegenüber Alnico und Ferriten durchgesetzt. Diese Rohstoffe sind in größeren Mengen verfügbar, als der Name suggeriert [7].

Zwei wesentliche Eigenschaften kennzeichnen das Magnetmaterial:

- die Remanenzinduktion und
- die Koerzitivfeldstärke.

Die Remanenzinduktion bestimmt zusammen mit der Koerzitivfeldstärke die Leistungsdichte.

Weist die Entmagnetisierungskennlinie im II. Quadranten einen Knick auf, so kann beim Erreichen dieses Betriebspunktes eine irreversible Entmagnetisierung stattfinden. Beide Parameter weisen eine Temperaturabhängigkeit auf, die nicht vernachlässigt werden darf.

Bei der Wahl von Permanentmagneten sind folgende Kriterien zu beachten:

- das Volumen,
- das Energieprodukt und
- die Temperaturabhängigkeit.

Die hier betrachtete Maschine wird mit Neodym-Eisen-Bor-Magneten ausgeführt.

Es kommen Magnete BMN-27SH [8] zum Einsatz. Die Bezeichnung BMN-27SH sagt aus, dass es sich um einen Neodym-Eisen-Bor-Magneten handelt.

Die charakteristischen Daten des Magnetmaterials (Datenblatt) sind:

Remanenzinduktion B_R :	1,02- 1,06 T
Koerzitivfeldstärke H_{CB} :	780-820 kA/m
Energieprodukt $(BH)_{\max}$:	199-215 kJ/m ³
Max. Einsatztemperatur:	150 °C

Abbildung 3.1 zeigt die Kennlinienscharen dieses Kernmaterials (Datenblatt) in Abhängigkeit von der Temperatur. Es ist ersichtlich, dass ab Temperaturen von 150 °C irreversible Entmagnetisierungen möglich sind. Dies zeigt die Nichtlinearität der Kennlinie $B(H)$ für 150 °C. Bei der Auslegung muss daher darauf geachtet werden, dass diese Bereiche nicht erreicht werden, um Schäden beim Betrieb der Maschine auszuschließen. Da der Rotor bis zu einer Temperatur von 100 °C ohne Leistungsreduzierung betrieben werden soll, ist dies gewährleistet. Die geforderte thermische Belastung von 110 °C im stromlosen Zustand ist ebenfalls zulässig.

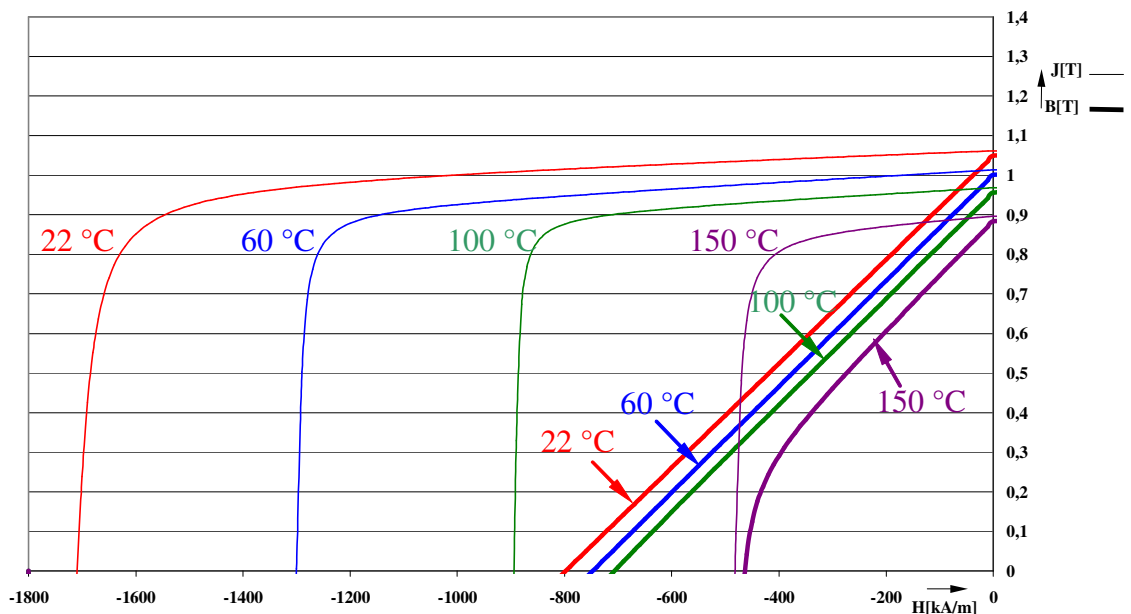


Abb. 3.1: Entmagnetisierungskurve von BMN-27 SH

Bezüglich der Verluste gilt, je kleiner der elektrische Widerstand (und damit größere elektrische Leitfähigkeit) des Magnetmaterials, desto größer werden die Wirbelströme. Damit steigen die Verluste und die Erwärmung der Magneten.

Bei Wahl dieses Magnetmaterials bewegt sich der Arbeitspunkt zwischen Leerlauf und Vollast im linearen Bereich der Kennlinie $B(H)$ für 100 °C bzw. bei niedrigerer Temperatur.

3.2 Weichmagnetische Werkstoffe

Da die Maschine bei 260 Hz betrieben wird, wurde ein Elektrolechpaket mit geringen Ummagnetisierungsverlusten ausgewählt [9] (siehe Abb. 3.2).

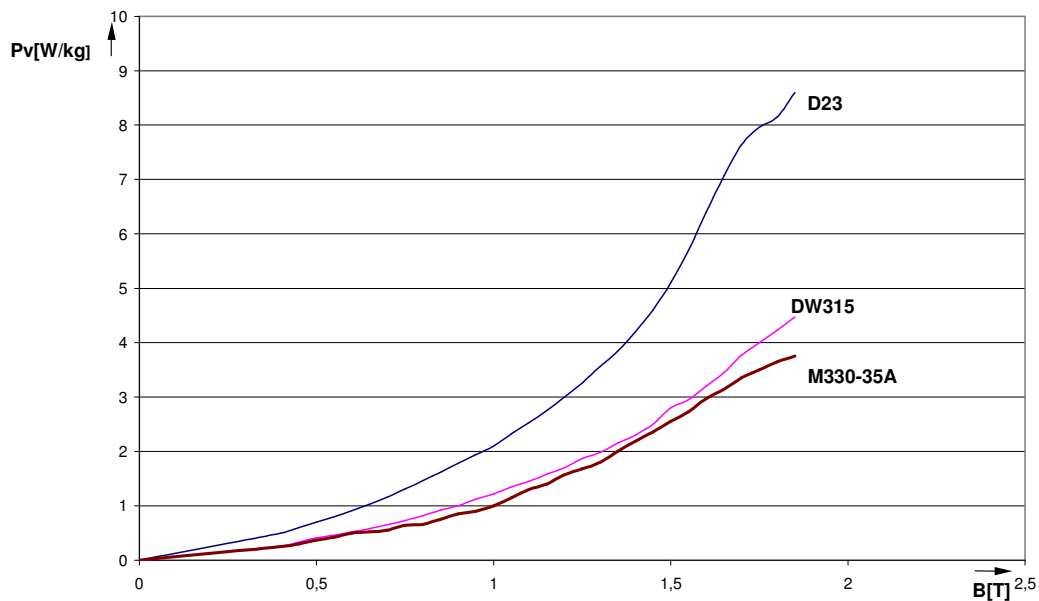


Abb. 3.2: Verluste in Abhängigkeit der Flussdichte verschiedener Materialien

Aus Abbildung 3.2 ist ersichtlich, dass das Blechpaket M330-35A die geringsten Verluste gegenüber den anderen zwei Materialien besitzt. Dabei wird ein relativ großer magnetischer Widerstand in Kauf genommen (siehe Abb. 3.3).

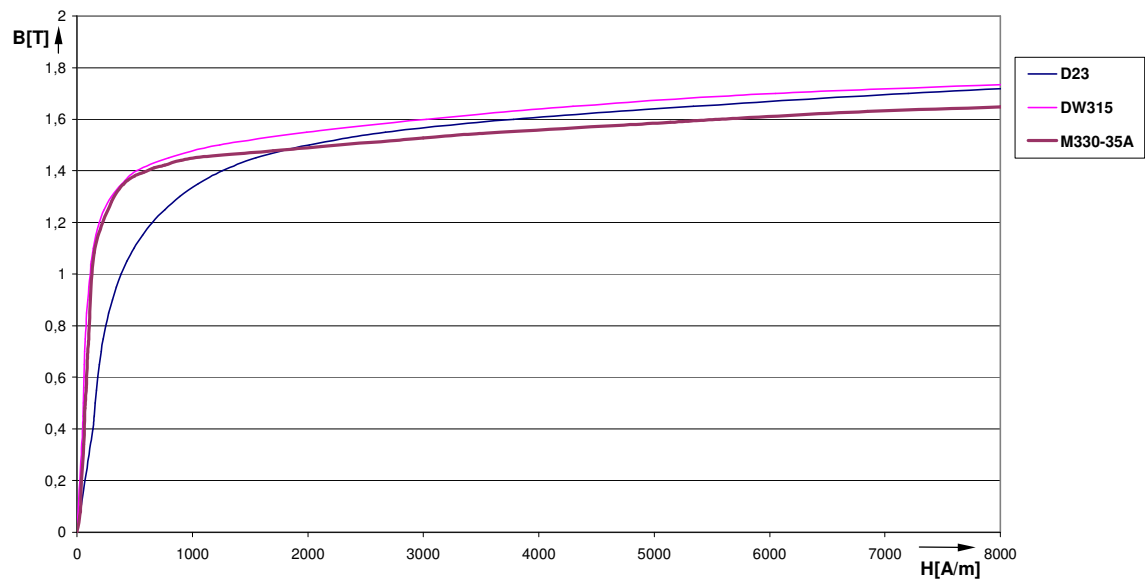


Abb. 3.3: B-H-Kurven verschiedener Elektroblech-Materialien

Der Querschnitt von Zahn und Joch wurde so gewählt, dass das Kernmaterial nicht im Bereich der Sättigung, die bei ca. 1,2 T einsetzt, betrieben wird (siehe Abb. 3.3). Die Ummagnetisierungsverluste in diesem Bemessungspunkt betragen ca. 1.6 W/kg (siehe Abb. 3.4)

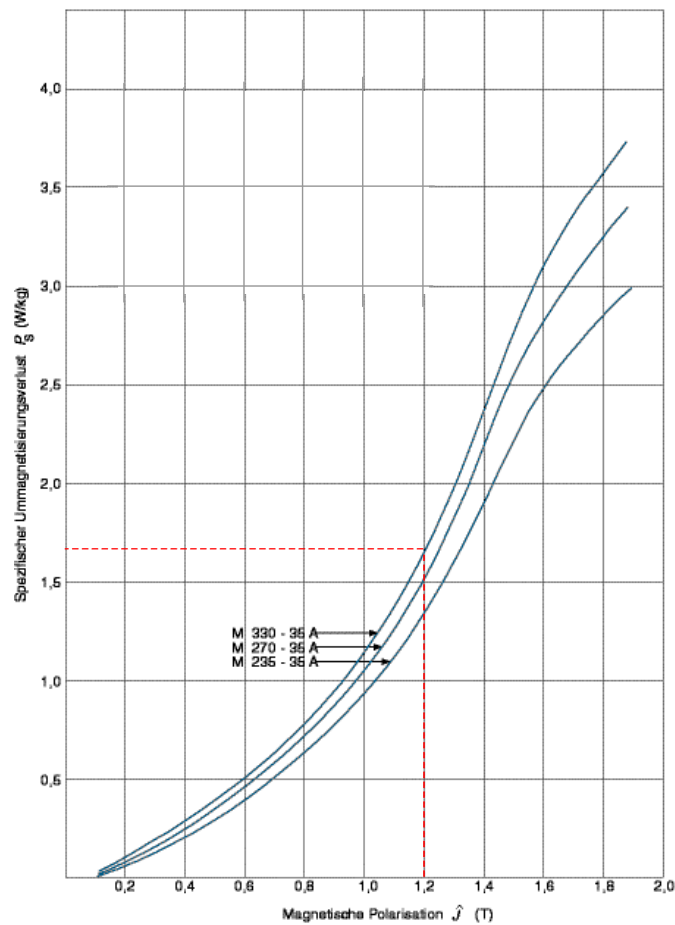


Abb. 3.4: Ummagnetisierungsverluste verschiedener Blech- Materialien

Es wurde abgeschätzt, ob der Stator aus gesintertem Ferrit gefertigt werden kann.

Es ergeben sich damit die Vorteile :

- deutliche geringere Ummagnetisierungsverluste und Wirbelstromverluste,
- massiver stabiler Kern, der in größeren Stückzahl gepresst werden kann und
- ein sehr biegesteifer Kern.

und die Nachteile:

- die realisierbare Flussdichte ist geringer als bei Blechpaketen, damit ergibt sich ein größeres Kernvolumen, eine größere Leiterlänge und ein größerer Spulenwiderstand,
- höhere Kosten für das Sinterwerkzeug und
- der Kern ist sehr hart und spröde.

Für den geplanten PMM überwiegen die Nachteile (Flussdichte - Baugröße, Stückzahlen), deshalb kommt ein herkömmlicher geblechter Stator zum Einsatz.

3.3 Magnetkleber

Das Verkleben der Magnete auf dem Rotor stellt ein besonderes Problem dar, da sich das Rotoreisen bei Erwärmung ausdehnt, während die Dauermagnete ihre Form nahezu beibehalten bzw. einen negativen Ausdehnungskoeffizient besitzen. Angestrebt wird eine sehr dünne, gleichmäßige Klebeschicht. Durch die unterschiedliche Materialdehnung ist die Klebeschicht großen Scherspannungen ausgesetzt und darf dabei nicht ermüden.

3.4 Leitermaterial

Um bei der Wicklung einen möglichst hohen Füllfaktor zu erreichen, war ein Rechteckdraht vorgesehen. Mit diesem Draht sind bis zu 85 % Kupferanteil bezogen auf die unisolierte Nutfläche erreichbar. Eine Isolierfolie verhindert Kurzschlüsse zwischen einzelnen Leiter bzw. dem Blechpaket und den Wicklungen. Der Kupferquerschnitt sollte so groß wie möglich gewählt werden, um die Kupferverlustleistung niedrig zu halten. Die Einzelzahnwicklung ermöglicht sowohl die Ausführung tiefer Nuten, ohne Schwierigkeiten bei der Fertigung der Wicklung aufgrund sich nicht überlappender Wickelköpfe zu bekommen, als auch einen großen Nutfüllfaktor.

4 Auslegung des magnetischen Kreises

4.1 Berechnung des magnetischen Kreises

Zur Berechnung des magnetischen Kreises des Permanent-Magnet-Motors (PMM) muss man bestimmte Parameter berücksichtigen. Zuerst wird die wirksame Luftspalthöhe δ' betrachtet. Sie setzt sich aus der geometrischen Luftspalthöhe δ multipliziert mit dem Carter-Faktor k_C [10, 11] zusammen.

$$\delta' = k_C \delta \quad (4.1)$$

dabei ist

$$k_C = \frac{\tau_n}{\tau_n - \gamma \delta} \quad (4.2)$$

$$\gamma \approx \frac{1}{1 + 5 \frac{\delta}{b_{s0}}} \quad \text{für} \quad \frac{\delta}{b_{s0}} < 1 \quad (4.3)$$

Die Magnetbreite b_M wird als Kreisbogen auf der halben Magnethöhe betrachtet.

$$b_M = \alpha \tau_p \quad (4.4)$$

wobei

$$\tau_p = \frac{D_{2a} \pi}{2p}$$

$$D_{2a} = (D_{li} - 2\delta' - h_M) \quad (4.5)$$

Daraus folgt:

$$b_M = \alpha \frac{\pi}{2p} (D_{li} - 2\delta' - h_M) \quad (4.6)$$

Die Magnetfläche A_M berechnet sich aus dem Produkt der Magnetlänge l_M und der Magnetbreite b_M :

$$A_M = l_M \cdot b_M \quad (4.7)$$

Aus der besonderen Bauart des Motors ergeben sich Besonderheiten bei der Berechnung des magnetischen Kreises. Die Abbildungen 4.1 und 4.2 zeigen den Verlauf des magnetischen Flusses eines Ausschnittes des PMM.

Der magnetische Kreis schließt sich vom bewickelten Zahn über zwei Luftspalte, zwei benachbarte Permanentmagnete, dem Rotorjoch, einem unbewickelten Zahn und dem Statorjoch.

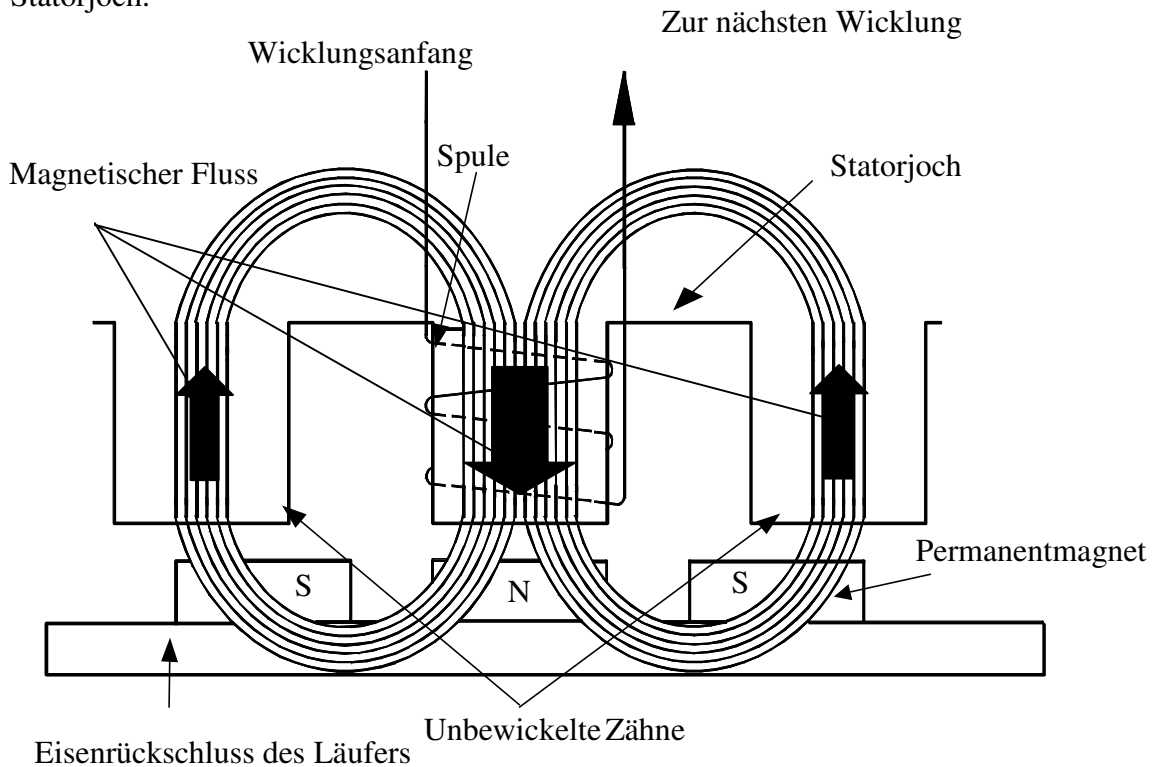


Abb. 4.1: Prinzipieller Flussverlauf im Permanent-Magnet-Motor

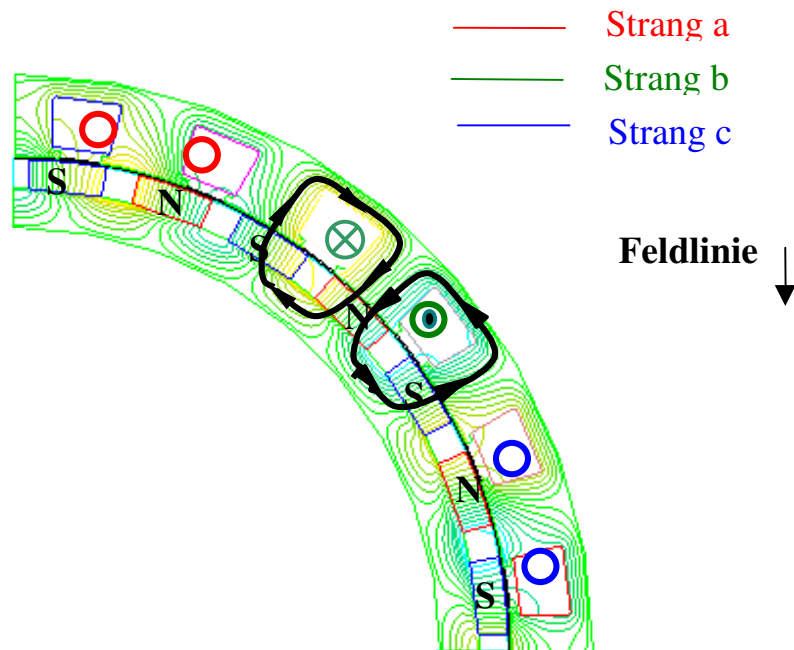


Abb. 4.2: Flussverteilung in einem Ständerpol des Permanent-Magnet-Motors
(Simulationsergebnis)

Es werden einige Vernachlässigungen und Einschränkungen getroffen:

1. Die gezahnte Ständeroberfläche wird für das Modell durch eine glatte Ständeroberfläche ersetzt.
2. Der magnetisch wirksame Luftspalt δ' wird aus der geometrischen Luftspalthöhe δ und dem Carterfaktor k_c (siehe Gleichung 4.1) berechnet.
3. Die magnetische Streuung wird vernachlässigt.

Damit gilt:

$$B_\delta A_\delta = B_M A_M \quad (4.8)$$

4. Keine Eisensättigung ($\mu_{Fe} = \text{konst.}$)

Während im Luftraum die magnetische Feldstärke H_δ und die magnetische Induktion B_δ die gleiche Richtung haben, sind H_M und B_M im Dauermagnet entgegengesetzt gerichtet [10, 12]. Daraus folgt:

$$B_M = B_R - \mu_o \mu_M H_M \quad (4.9)$$

Die Anwendung des Durchflutungsgesetzes liefert dann entsprechend Abbildungen 4.1 und 4.2:

$$\Theta = 2 H_\delta \delta' + 2 H_M h_M + 2 H_Z h_Z + H_{J1} l_{J1} + H_{J2} l_{J2} \quad (4.10)$$

Aufgrund der im Allgemeinen relativ geringen magnetischen Ausnutzung von Dauermagnet-Motoren kann die magnetische Spannung in den Zähnen und im Läuferjoch vernachlässigt werden, so dass lediglich die magnetische Spannung entlang des Ständerjochs berücksichtigt werden muss [10], also

$$\Theta = 2 H_\delta \delta' + 2 H_M h_M + H_{J1} l_{J1} \quad (4.11)$$

oder in magnetischer Spannung ausgedrückt:

$$\Theta = 2 V_\delta + 2 V_M + V_{J1} \quad (4.12)$$

$$B_\delta = \mu_o H_\delta \quad (4.13)$$

$$B_{\delta} = B_M \quad (4.14)$$

$$\mu_M = \frac{B_R}{H_c \mu_0} \quad (4.15)$$

Aus Gleichung (4.9) und (4.11) bis (4.15) kann die Induktion im Luftspalt berechnet werden:

$$B_M = B_{\delta} = \frac{2 B_R h_M - H_{J1} l_{J1} \mu_0 \mu_M + \Theta \mu_0 \mu_M}{2 h_M + 2 \mu_M \delta'} \quad (4.16)$$

Wird in Gleichung (4.16) Θ gleich Null gesetzt, dann wird der Fall eines nichtdurchflossenen Ankers betrachtet und die Berechnung der magnetischen Induktion B_M geht in Gleichung (4.17) über:

$$B_M = B_{\delta} = \frac{2 B_R h_M - H_{J1} l_{J1} \mu_0 \mu_M}{2 (h_M + \mu_M \delta')} \quad (4.17)$$

Aus Gleichung (4.17) ist zu ersehen, dass sich für B_M ein kleinerer Wert ergibt, wenn die magnetische Feldstärke im Ständerjoch größer wird.

Wird die magnetische Feldstärke im Ständerjoch vernachlässigt, geht Gleichung 4.17 über in

$$B_M = B_{\delta} = \frac{B_R h_M}{(h_M + \mu_M \delta')} \quad (4.18)$$

Gleichung 4.18 zeigt, dass B_{δ} kleiner als B_R ist, der Magnet also nur im zweiten Quadranten magnetische Energie abgeben kann. Außerdem zeigt diese Gleichung, dass in Dauermagnetkreisen B_{δ} nicht allein durch die wirksame Luftspalthöhe δ' , sondern zusätzlich durch die Magnetdicke h_M festgelegt wird.

Weitere Berechnungen enthält der Anhang.

4.2 Ermittlung des Magnetfeldes mittels Finite-Elemente-Methode

Die Ermittlung des Magnetfeldes wurde mit Hilfe eines Software-Paketes zur numerischen Feldberechnung (Maxwell 2D), das auf der Basis der Finiten-Elemente-Methode beruht, durchgeführt [13, 14]. Das Berechnungsverfahren, dargestellt in Abbildung 4.3, gliedert sich wie folgt in 6 Arbeitsschritte:

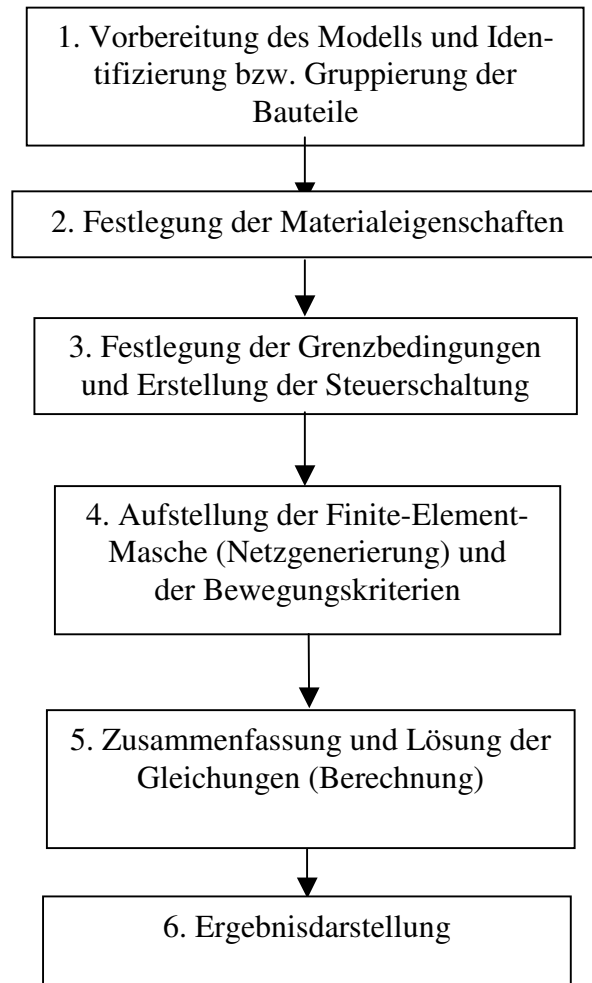


Abb. 4.3: Ablauf des Berechnungsverfahrens

Erläuterung der Arbeitsschritte:

1. Schritt:

Vorbereitung des Modells und Identifizierung bzw. Gruppierung der Bauteile.

In Vorbereitung der Simulation wird die zu betrachtende elektrische Maschine gezeichnet und ihre einzelnen Bauteile definiert. Auch die entsprechenden Baugruppen werden hier gruppiert. So z. B. werden die Wicklungen phasenweise gruppiert (siehe Abb. 4.4):

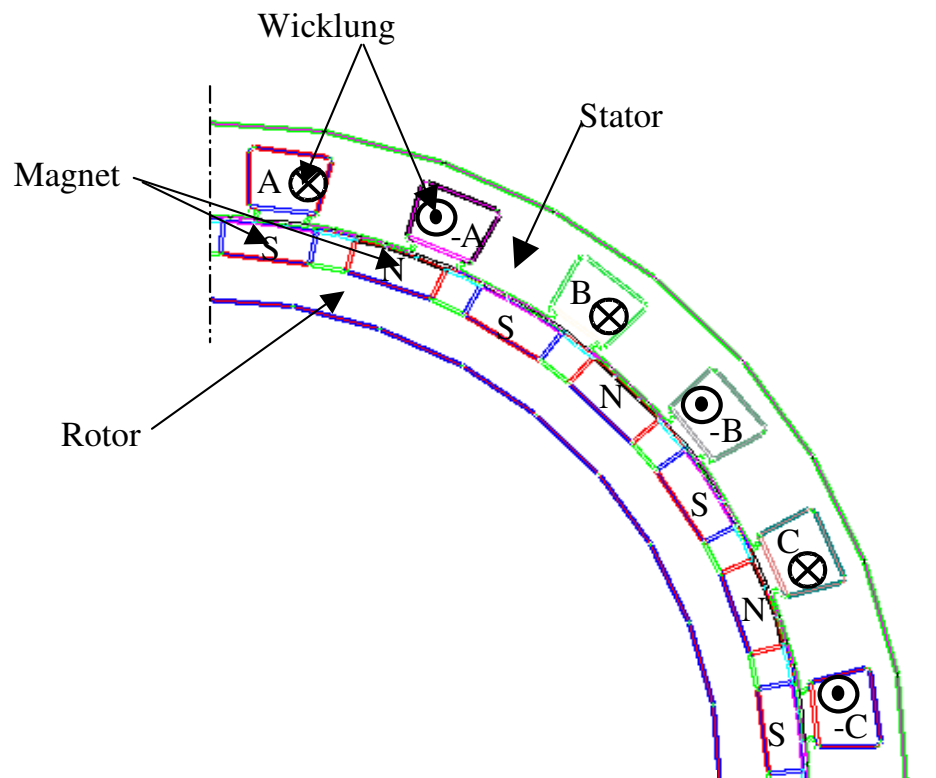


Abb. 4.4: Gruppierung der Bauteile

2. Schritt:

Festlegung der Materialeigenschaft.

In diesem Abschnitt werden die Materialeigenschaften der einzelnen Bauteile der Maschine vorgegeben. Beispiele dazu sind die Magnetisierungskennlinie für das Elektroblech und die B-H-Kennlinien der Permanentmagnete.

Für die nichtferromagnetischen Materialien (Wicklung, Magnete, Luftspalt) wird die Permeabilitätszahl $\mu_r = 1$ vorgegeben (siehe Abb. 4.5).

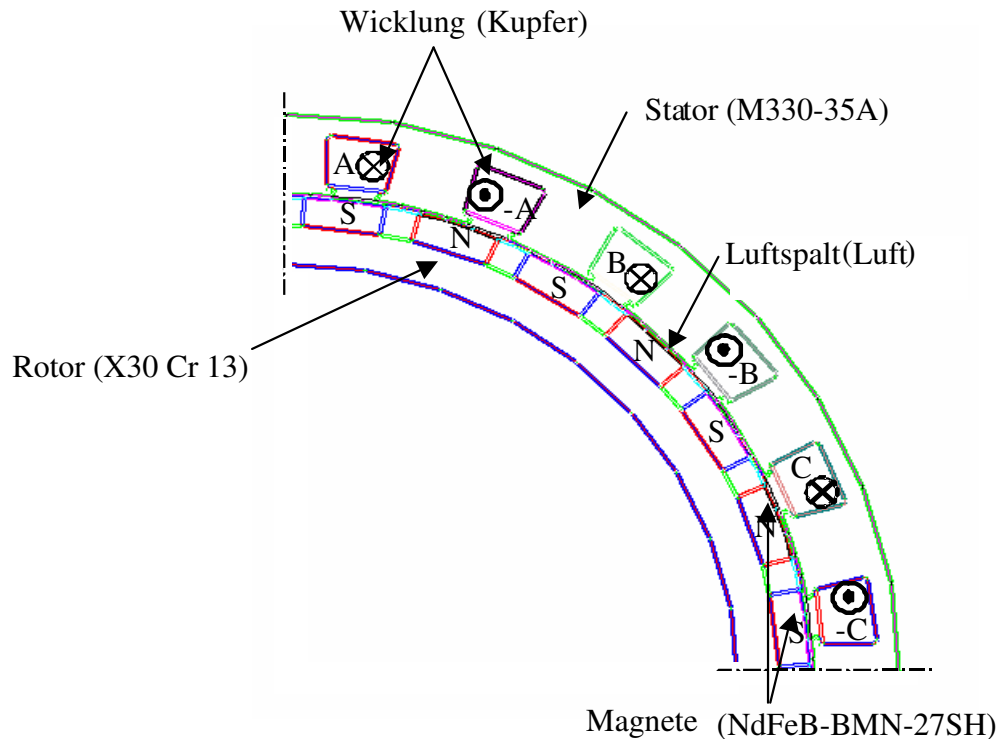


Abb. 4.5: Festlegung der Materialeigenschaft verschiedener Bauteile

3. Schritt:

Festlegung der Grenzbedingungen und Erstellung der Steuerschaltung

In diesem Abschnitt werden die Bezugs- (master) und angrenzenden (slave) Ränder festgelegt. Die Festlegung der Ränder dient zur Minimierung der Berechnungszeit des Magnetfeldes in der ganzen Maschine. Dazu werden die Symmetrieeigenschaften der Maschine genutzt.

Wegen der Symmetrie in der Struktur der zu simulierenden Maschine wiederholt sich das magnetische Feld in diesem Falle alle 90°, d. h. die Amplitude und die Richtung des Feldmusters in einem Viertel der Maschine entspricht auch den Größen der anderen drei Viertel.

Um die Berechnung zu minimieren (nur ein Viertel der Maschine wird berechnet), müssen zwei Bedingungen erfüllt werden:

- a) Die Amplitude des magnetischen Feldes muss an jedem Punkt des angrenzenden Randes (slave boundary) mit dem magnetischen Feld an jedem entsprechenden Punkt des Bezugsrandes (master boundary) übereinstimmen.
- b) Das Feld auf dem angrenzenden Rand muss die gleiche Richtung (bzw. genau entgegengesetzte Richtung) wie das Feld auf dem Bezugsrand haben.

Es wird auch der Nullwert-Rand auf dem Außenumfang des Stators festgelegt (siehe Abb. 4.6). Dadurch wird das ganze magnetische Feld während der Simulation in der Maschine gehalten und es existieren keine magnetischen Streufelder (nach außen).

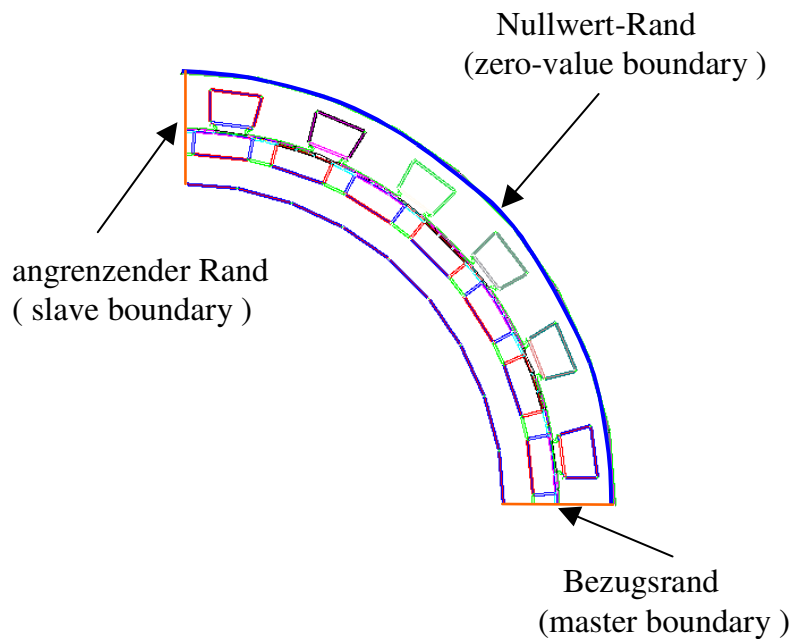


Abb. 4.6: Festlegung der Randbedingungen

Leistungsteil - Ansteuerung

Die simulierte Maschine wird von einem selbstgeführten Wechselrichter (Abb. 4.7) gespeist. Dieser erzeugt aus der Gleichspannung U_z ein Drehstrom-Spannungssystem.

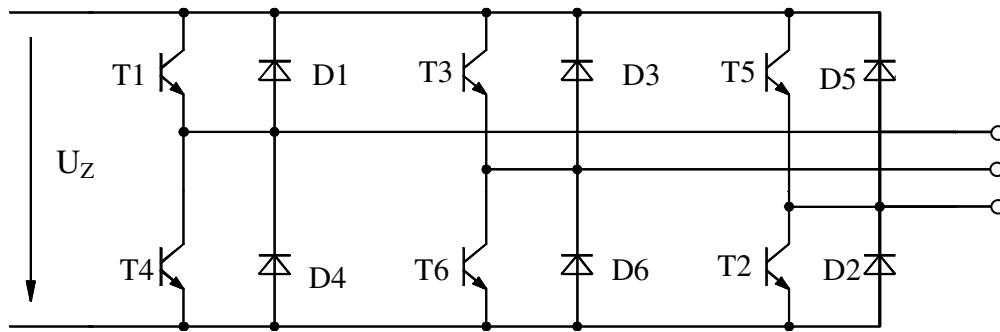


Abb. 4.7: Selbstgeführter Dreiphasiger Wechselrichter

Die Ventile T1 bis T6 werden entsprechend der bekannten $\frac{2}{3}\pi$ - Steuerung angesteuert [15]. Die Implementierung erfolgt entsprechend der Notation in Maxwell.

4. Schritt

Aufstellung der Finite-Elemente-Masche (Netzgenerierung) und der Bewegungskriterien

a) Aufstellung der Finiten-Elemente-Masche (Netzgenerierung) [14]

Wegen den Ungleichmäßigkeiten des Luftspaltes der zu betrachtenden Maschine wird es schwierig, mit den klassischen Methoden das magnetische Feld zu berechnen. Mit Hilfe der Finiten-Elemente-Methode kann man diese Probleme lösen.

Es erfolgt die Netzgenerierung mit der Methode der Finite-Elemente, bei der die numerische Näherung bereichsweise angewandt wird. Es handelt sich hier um eine Zerlegung des Bereiches, in dem das magnetische Feld berechnet werden soll, in viele Teilgebiete (Dreiecke). Die Teilgebiete werden als Elemente bezeichnet. Die Verbindungsstellen zwischen den Elementen werden Knoten genannt (siehe Abb. 4.8).

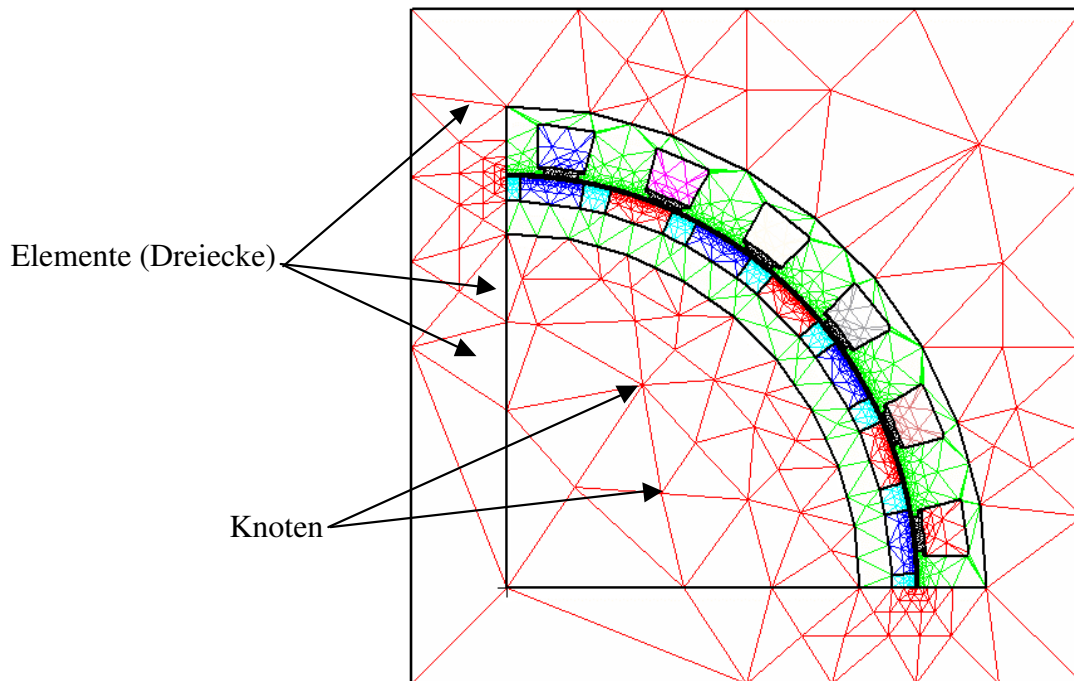


Abb. 4.8: Netzgenerierung

Es wird hier der Potentialwert in jedem Knoten berechnet, aber auch die Werte an den Stellen außerhalb dieser Knoten werden interpoliert. Die Gesamtlösung setzt sich aus vielen kleinen Teillösungen zusammen.

Bei der Generierung der Finite-Elemente-Masche (Netzgenerierung) spielen sowohl Anzahl als auch die Größe der Teilelemente eine große Rolle zur Verbesserung der Genauigkeit der Lösung. Je höher die Anzahl und je kleiner die Teilelemente sind, umso genauer wird die Lösung. Dies hat den Nachteil, dass die benötigte Rechendauer und der Speicherplatz größer werden.

b) Aufstellung der Bewegungskriterien

Es wird hierbei festgestellt, welche Teile der Maschine stationäre sind und welche sich drehen. Dies geschieht durch ein Band. Das Band befindet sich im Luftspalt (siehe Abb. 4.9) und wird als Gegenstand definiert, in dem alle Bewegungen auftreten. Außerhalb

des Bandes tritt keine Bewegung auf. Nur ein Band kann in jedem möglichem Modell bestehen.

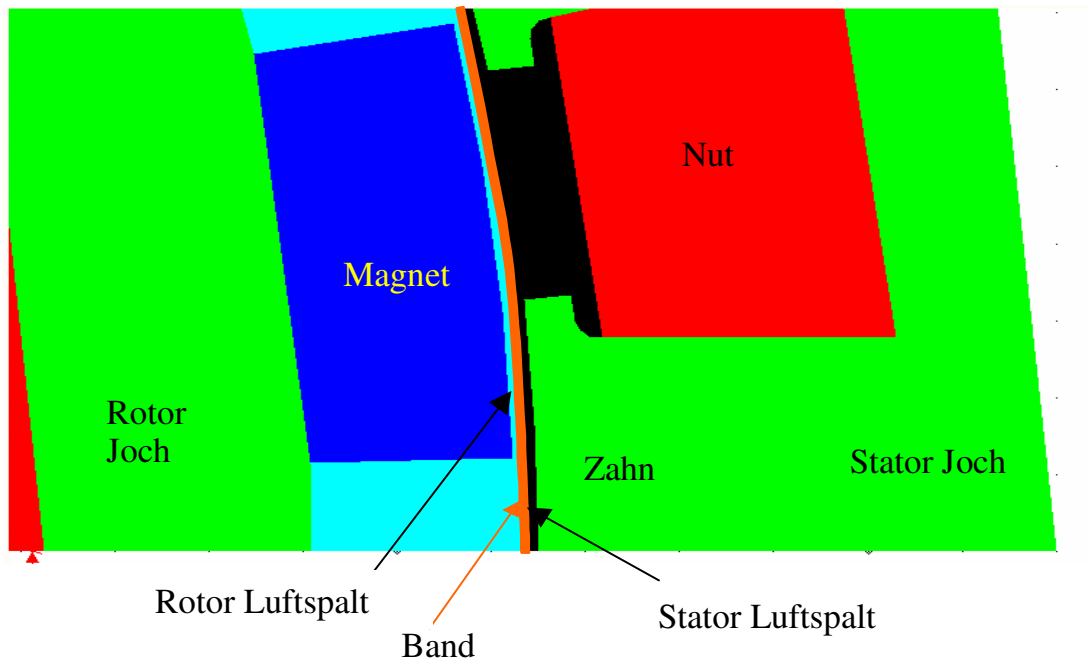


Abb. 4.9: Aufstellung des Bandes

Es wird auch das mechanische Verhalten durch Definition von mechanischen Parametern festgelegt. Dies sind das Volumen, die Masse und das Trägheitsmoment des Läufers der zu betrachtenden Maschine. Sie werden wie folgt berechnet:

$$V = \pi \cdot l_M \cdot ((r_{2a} + h_M)^2 - r_{2i}^2) \quad (4.19)$$

$$m = \rho_{Fe} \cdot V \quad (4.20)$$

$$J = \frac{1}{2} m (r_{2a} + h_M)^2 \quad (4.21)$$

Die konkrete Berechnung des Trägheitsmoments ist im Anhang dargestellt.

Weiterhin werden Lastdrehmoment und Anfangsgeschwindigkeit vorgegeben.

Die Zeitschritte für die Bewegungssimulation der Maschinen berechnen sich, unter Berücksichtigung von Nenndrehzahl und Anzahl der Zähne der Maschinen, wie folgt:

Die Nenndrehzahl der Maschinen beträgt 707 min^{-1} , d. h.

$$n_N = \frac{707}{60} \text{ min}^{-1} = 11,8 \text{ s}^{-1}$$

Also beträgt die Zeit für eine Umdrehung

$$t_1 = \frac{1}{n_N} = \frac{1}{11,8} \text{ s} = 85 \text{ ms}$$

Die Maschine hat 24 Zähne im Stator, damit ergibt sich die Zeit für die Drehung über eine Zahnteilung zu

$$t_{\tau_z} = \frac{t_1}{Z} = \frac{80 \text{ ms}}{24} = 3,5 \text{ ms}$$

5. Schritt

Berechnung

Nach dem Zeichnen der Maschine, Zuweisung der Materialeigenschaften für die einzelnen Bereiche und der Netzgenerierung, die im vorigen Abschnitt durchgeführt wurden, erfolgt die Berechnung. Dies umfasst die Größen des magnetischen Feldes (Verteilung und Intensität der Flusslinien, Induktion, Feldstärke, Polarisierung...) in ausgewählten Zeitpunkten, die elektrischen Größen (induzierte Spannung, Strangströme, Verluste...) sowie die mechanischen Größen (Drehzahl, Moment, Rotorlage) als Funktion der Zeit (Transienten). Ebenso wird die Flussverkettung als Zeitfunktion berechnet.

Maxwell-typisch wird die Berechnung mit Schritt „Solve“ durchgeführt.

6. Schritt

Ergebnisdarstellung (Post Process)

Hier können alle interessierenden Feldgrößen (Induktionsverteilung, Feldlinienverlauf etc. als quantitative Grafik (z. B. Farbskala) dargestellt werden.

Abbildung 4.10 a zeigt das von den Permanent-Magneten erregte Feld ohne den Einfluss der Statorströme. Der resultierende Erregerfluss aus Permanenterregung und Ankerrückwirkung ist in Abbildung 4.10 b dargestellt.

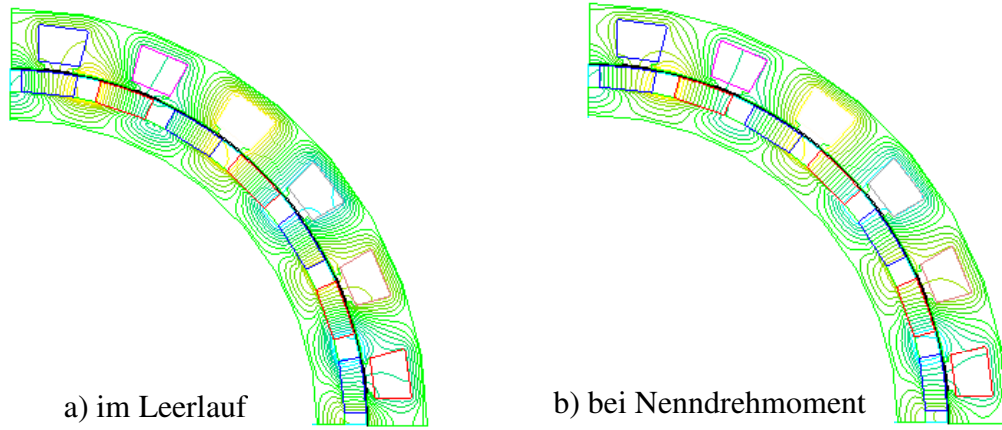


Abb. 4.10: Feldverteilung

5 Auslegung der Versuchsmaschine

Die bei der Auslegung einer Maschine angestrebten Parameter richten sich nach dem Einsatzzweck und dem verfügbaren Volumen innerhalb eines übergeordneten Antriebssystem. Dabei ist meist ein Kompromiss zwischen gegensätzlichen Forderungen, wie zum Beispiel geringes Volumen und Gewicht, und der Forderung nach einem möglichst großen Wirkungsgrad zu finden.

Andere Zielparameter können das zulässige Rastmoment, Bauraumeinschränkungen, das dynamische Verhalten, Überlastbarkeit und Kosten sein.

Durch Variation geeigneter Maschinenparameter, wie Maschinenlänge, Polbedeckung, Magnethöhe, Nutform und Materialparameter versucht man das gewünschte Betriebsverhalten zu erreichen.

5.1 Auswahl und Begründung der Maschinenparameter und Kenngrößen

Aufbauend auf den vorangegangenen Untersuchung erfolgt anhand der Anforderungen die konstruktive Gestaltung der konkreten Maschine.

5.1.1 Zusammenhang von Zielgrößen und maßgebenden Maschinenkenngrößen

Wichtigste Auslegungsgrundlage sind natürlich die einzuhaltenden Bemessungsdaten von Drehzahl, Moment, Spannung, Strom, Leistungsfaktor. Während des Entwurfs werden zweckmäßigerweise nur jeweils ein bis zwei weitgehend entkoppelte Maschinenparameter gleichzeitig innerhalb technisch sinnvoller Grenzen variiert. Die Beeinflussung der Zielgrößen durch die Auslegungsparameter lässt sich dazu in einer Matrix (siehe dazu Abb. 5.1) sehr übersichtlich darstellen.

Die quantitativen Berechnungen erfolgten mit Maxwell.

(Frei) wählbare Parameter

Nutform	Polpaarzahl	Polbedeckung	Blechpaketlänge	Magnethöhe	Magnetmaterial	Blechmaterial	
	●		●		●	●	Eisenverluste
●	●	●	●	●	●		Drehmoment
●	●		●				Kupferverluste
	●	●	●	●	●		Gewicht
	●				●	●	Drehzahl
●	●	●	●	●	●	●	Wirkungsgrad

Ziel-Größen

Abb. 5.1: Matrix zur Auslegung permanentmagneterregter Synchronmaschinen

Für die zu entwickelnde Versuchsmaschine gelten folgende Vorgaben:

Bemessungsdrehzahl	707 min ⁻¹
Bemessungsdrehmoment	1,15 Nm
Bemessungsspannung	12 V
Mechanische Leistung	85 W
Speise-Frequenz	200 bis 300 Hz
Innen-Rotor-Durchmesser	125 mm

Weiterhin wird ein möglichst großer Wirkungsgrad bei geringem Gewicht angestrebt.

5.1.1.1 Einfluss der Magnethöhe

Die Magnethöhe hat Einfluss auf folgende Größen der Maschine:

Wirkungsgrad
Drehmoment
Gewicht.

Abbildung 5.2 zeigt die Abhängigkeit des Wirkungsgrades und des Drehmomentes von der Magnethöhe. Das Drehmoment hat sein Maximum bei einer Magnethöhe von 6,5 mm. Der Wirkungsgrad ändert sich im Bereich einer Magnethöhe von 3 mm bis 9 mm nur um 0,7 %, das Maximum liegt bei 7...7,5 mm.

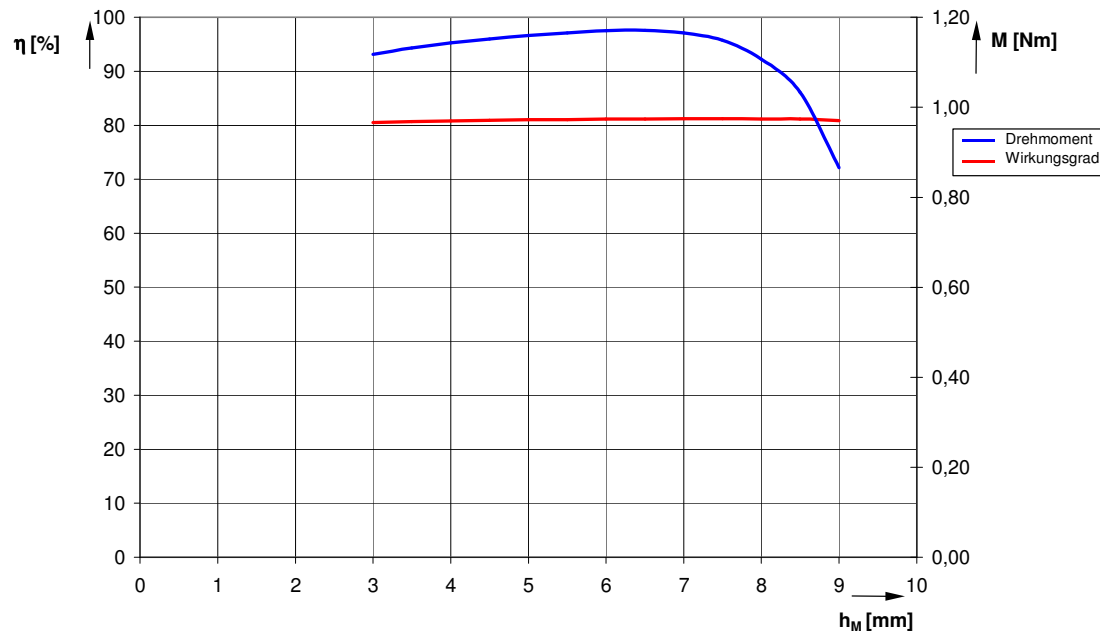


Abb. 5.2: Einfluss der Magnethöhe auf Wirkungsgrad und Drehmoment

Das Volumen des Magnets hängt linear von der Magnethöhe ab (Tabelle 5.1).

Magnethöhe h_M [mm]	Polbedeckung α	Gesamtverluste P_V [W]	Wirkungsgrad η	Nennndrehmoment M_n [Nm]	Volumen V [mm ³]
3,0	0,7	20,55	80,53	1,11	165
3,5	0,7	20,35	80,68	1,13	192
4	0,7	20,21	80,79	1,14	220
4,3	0,7	20,08	80,86	1,14	230
4,5	0,7	20,05	80,91	1,15	247
5	0,7	19,93	81,01	1,15	275
5,5	0,7	19,84	81,08	1,16	302
6	0,7	19,77	81,14	1,17	330
6,5	0,7	19,71	81,18	1,17	357
7	0,7	19,68	81,20	1,16	385
7,5	0,7	19,68	81,20	1,16	412
8	0,7	19,74	81,16	1,11	440
8,5	0,7	19,86	81	1,03	467
9	0,7	20,13	80,87	0,87	495

Tab. 5.1: Abhängigkeit verschiedener Parameter von der Magnethöhe bei konstanter Polbedeckung

Der Motor wird zum Antrieb eines Handhabegerätes benutzt. Ein wichtiges Kriterium für die Auslegung der Maschine ist deshalb ihr Gewicht. Bei der Festlegung der Magnethöhe muss ein Kompromiss zwischen Volumen und Drehmoment eingegangen werden.

Aus diesem Grund wird nicht die Magnethöhe gewählt, bei der das Drehmoment sein Maximum erreicht (6,5 mm), sondern eine Größe, die zwischen der minimalen Herstellungsgröße von 3 mm und 6,5 mm liegt und dabei nur eine geringe Reduzierung des Drehmomentes zur Folge hat.

Maßgebend für die genaue Auswahl ist die zu erreichende Luftspaltinduktion. Entsprechend Gleichung (4.18)

$$\frac{B_{\delta}}{B_R} = \frac{1}{1 + \frac{\delta'}{h_M}} \quad (5.1)$$

ergibt sich bei einer Luftspalthöhe δ' von 0,5 mm und einer Magnethöhe von $h_M = 4,3$ mm eine Luftspaltinduktion B_{δ} von ungefähr 90 % der Remanenzinduktion B_R . Dies ist ein für diese Maschine günstiger Wert.

5.1.1.2 Einfluss der Polbedeckung

Die Polbedeckung α hat Einfluss auf folgende Größen:

Wirkungsgrad
Gewicht
Drehmoment

Den Einfluss der Polbedeckung auf den Wirkungsgrad der Maschine zeigt Abbildung 5.3.

Es ist zu erkennen, dass der Wirkungsgrad mit zunehmender Polbedeckung α größer wird. Er erreicht bei $\eta = 0,812$ ein Maximum und fällt mit größer werdenden α geringfügig ab. Mit größer werdender Polbedeckung, d. h. auch größere Magnetbreite, steigt allerdings auch das Volumen und damit das Gewicht des Magnetes. Es wird eine Polbedeckung von $\alpha = 0,7$ festgelegt. Die damit verbundene Reduzierung des Wirkungsgrades ist vertretbar.

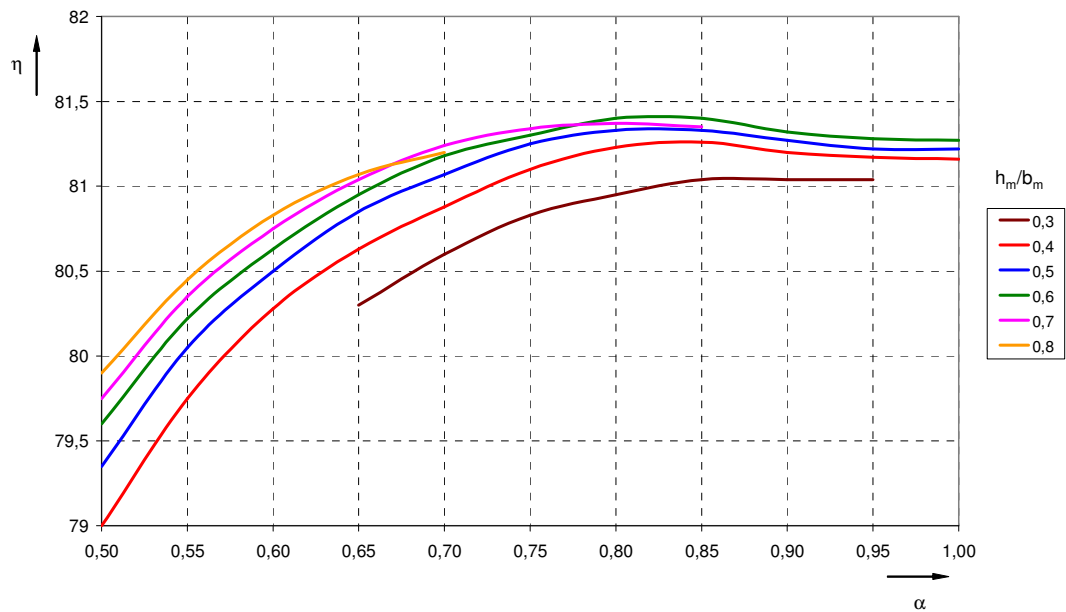


Abb. 5.3: Abhängigkeit des Wirkungsgrades von der Polbedeckung

Mit der festgelegten Polbedeckung von $\alpha = 0,7$ und der Magnethöhe $h_M = 4,3$ mm kann die Magnetbreite b_M gemäß Gleichung (4.6) berechnet werden zu

$$b_M = \alpha \frac{\pi}{2p} (D_{li} - 2\delta' - h_M) \quad b_M = 11 \text{ mm.}$$

In der Abbildung 5.4 ist die Abhängigkeit des Wirkungsgrades vom Verhältnis der Magnethöhe h_M zur Magnetbreite b_M (h_M/b_M) dargestellt. Parameter ist die Polbedeckung α .

Die Kurven haben ein Maximum. Dieses verschiebt sich mit größer werdender Polbedeckung zu kleineren Werten von h_M/b_M .

Weiterhin ist zu erkennen, dass bei einer Magnetbreite b_M von 11 mm eine Verdopplung der Magnethöhe h_M von 4 mm ($h_M/b_M = 0,36$) auf z. B. 8 mm ($h_M/b_M = 0,72$) nur zu einer geringfügigen Verbesserung des Wirkungsgrad von 80,8 % auf 81,2 % führt. Entsprechend Tabelle 5.1 wäre es jedoch mit einem wesentlich größerem Volumen, d. h. auch Gewicht verbunden.

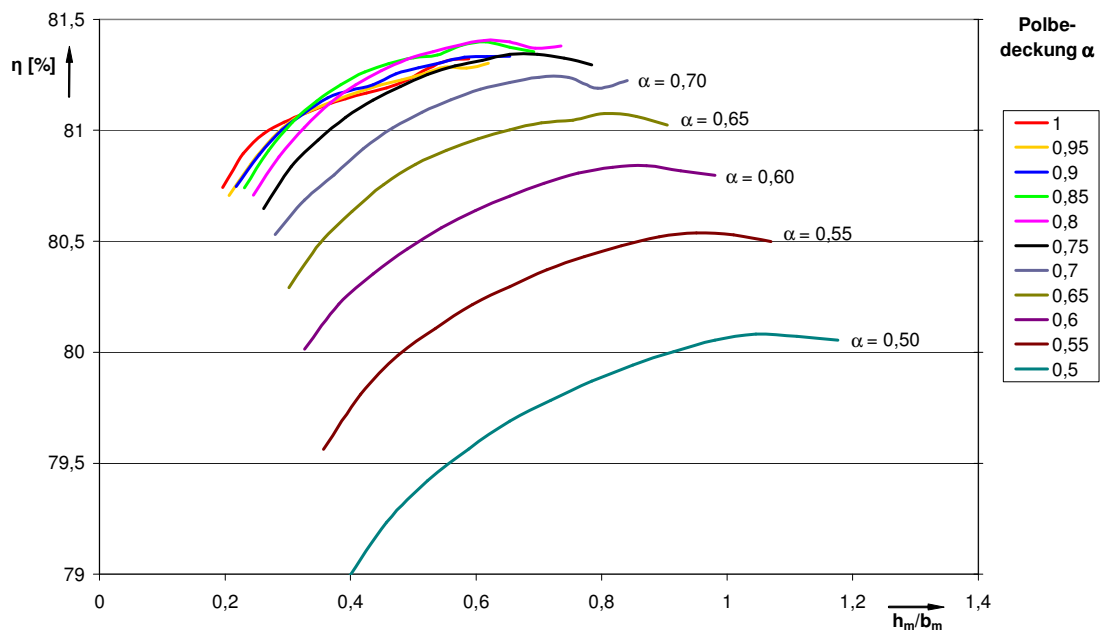


Abb. 5.4: Einfluss der Polbedeckung und des Dimensionsverhältnis h_M/b_M auf den Wirkungsgrad

Der Einfluss der Polbedeckung auf das Drehmoment ist in der Abbildung 5.5 dargestellt.

Mit größer werdender Polbedeckung wird auch das Drehmoment größer. Es tritt kein Maximum auf, so dass es keine optimale Polbedeckung bezüglich des Drehmomentes gibt.

Bei der Festlegung der Polbedeckung muss beachtet werden, dass zwischen dieser Größe und dem Magnetvolumen und damit auch zum Magnetgewicht ein linearer Zusammenhang besteht.

Das bei $\alpha = 0,7$ erreichte Drehmoment entspricht dem geforderten Wert.

Bei $\alpha = 1,0$ ist das Drehmoment um 16 % größer als bei $\alpha = 0,7$ aber das Magnetgewicht steigt um 30 %.

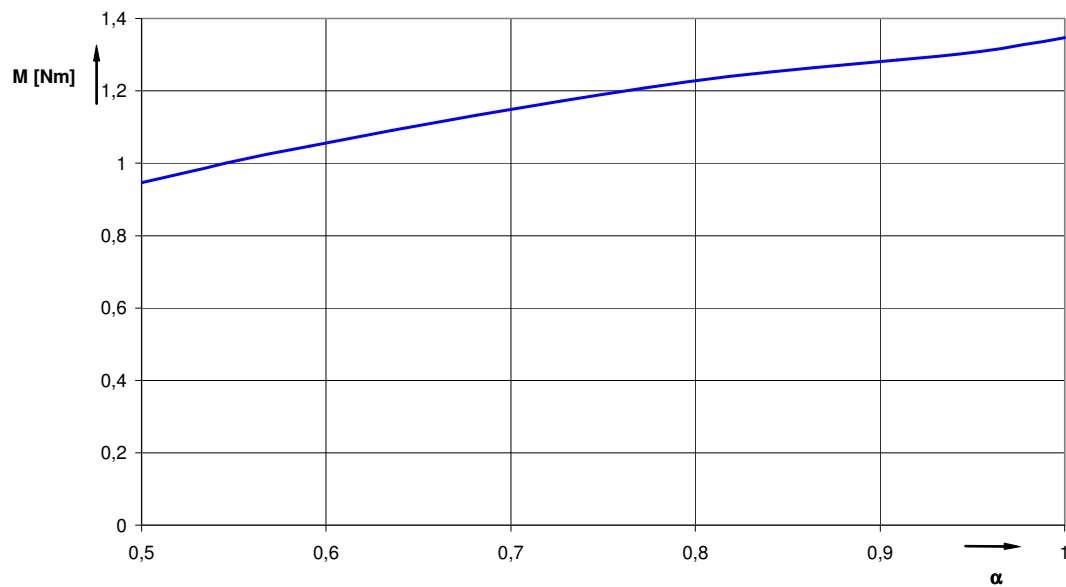
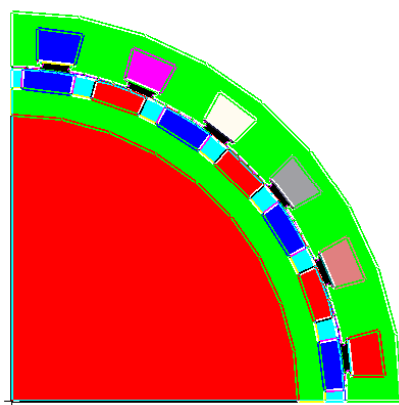


Abb. 5.5: Einfluss der Polbedeckung α auf das Drehmoment

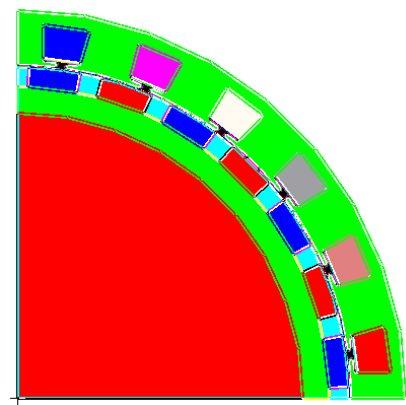
5.1.1.3 Einfluss der Nutform

Es wurden zwei Varianten der Nutform für die Maschine betrachtet, nämlich

- a) Nuten mit großem Schlitz (siehe Abb. 5.6 a)
- b) Nuten mit kleinem Schlitz (siehe Abb. 5.6 b)



a) Nuten mit großem Schlitz



b) Nuten mit kleinem Schlitz

Abb. 5.6: Verschiedene Nutformen

Die erste Variante, großer Schlitz, ermöglicht den Einsatz von vorgefertigten Formspulen aus Profildraht. Diese sind in der Herstellung zwar teurer als Träufelwicklung, ermöglichen jedoch aufgrund des höheren Füllfaktors eine höhere Durchflutung bei gleicher Strombelastung des Kupfers. Auf Grund des geringeren Raumbedarfs kann die Zahnhöhe nahezu halbiert werden. Dadurch werden Materialaufwand und Gewicht reduziert [16, 17].

Die Abbildungen 5.7 und 5.8 zeigen die Zeitverläufe des Momentes zweier unterschiedlicher Maschinen. Abbildung 5.7 gilt für eine Maschine mit großem Schlitz. Im Vergleich mit Abb. 5.8 (kleiner Schlitz) ist eine größere Drehmomentwelligkeit (Spitzenwertwelligkeit) zu erkennen.

Bezüglich der Effektivwertwelligkeit w_M gilt

$$w_M = \frac{M_w}{M_a} \cdot 100[\%], \quad (5.2)$$

wobei M_w der Effektivwert des Wechselanteils und M_a der arithmetische Mittelwert des Momentes ist. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 dargestellt. Der arithmetische Mittelwert M_a von 1,15 Nm entspricht dem Nennmoment der Maschine.

	Arithmetischer Mittelwert M_a [Nm]	Effektivwert Wechselanteil des Momentes M_w [Nm]	Effektivwertwelligkeit w_M [%]
Großer Schlitz	1,15	0,35	30
Kleiner Schlitz	1,15	0,23	20

Tab. 5.2: Welligkeit für die Ausführung mit großen und kleinen Nutschlitzen

Größere Momentenwelligkeit führt zu einer größeren Vibration der Maschine (Pendelmomente) [18]. Für die ausgeführte Maschine spielt dies aber nur eine untergeordnete Rolle, so dass die technologischen Vorteile überwiegen.

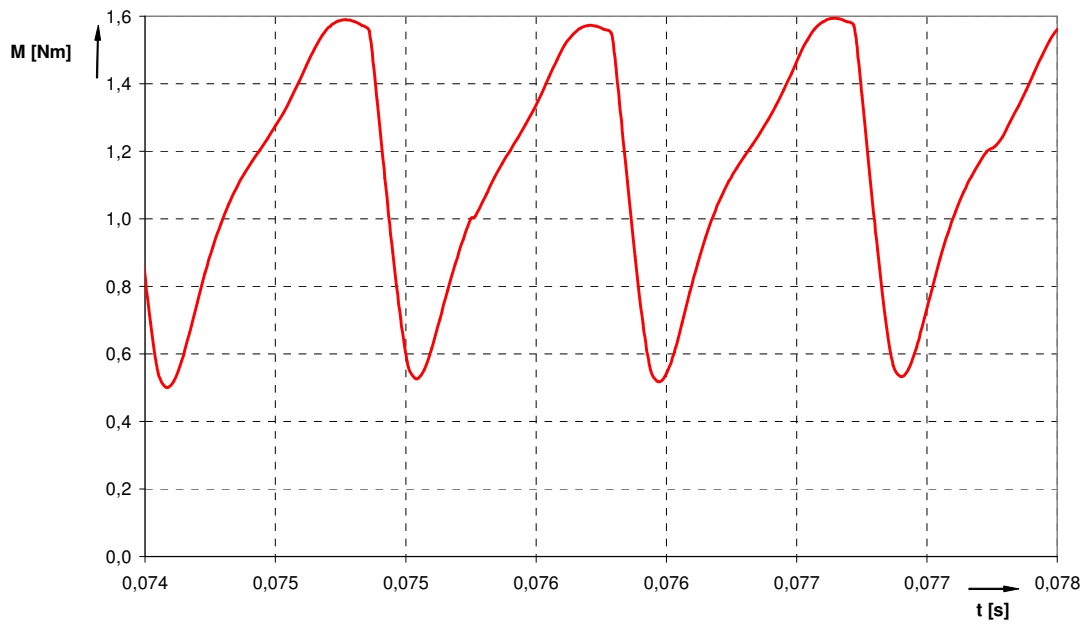


Abb. 5.7: Drehmomentverlauf bei großem Schlitz

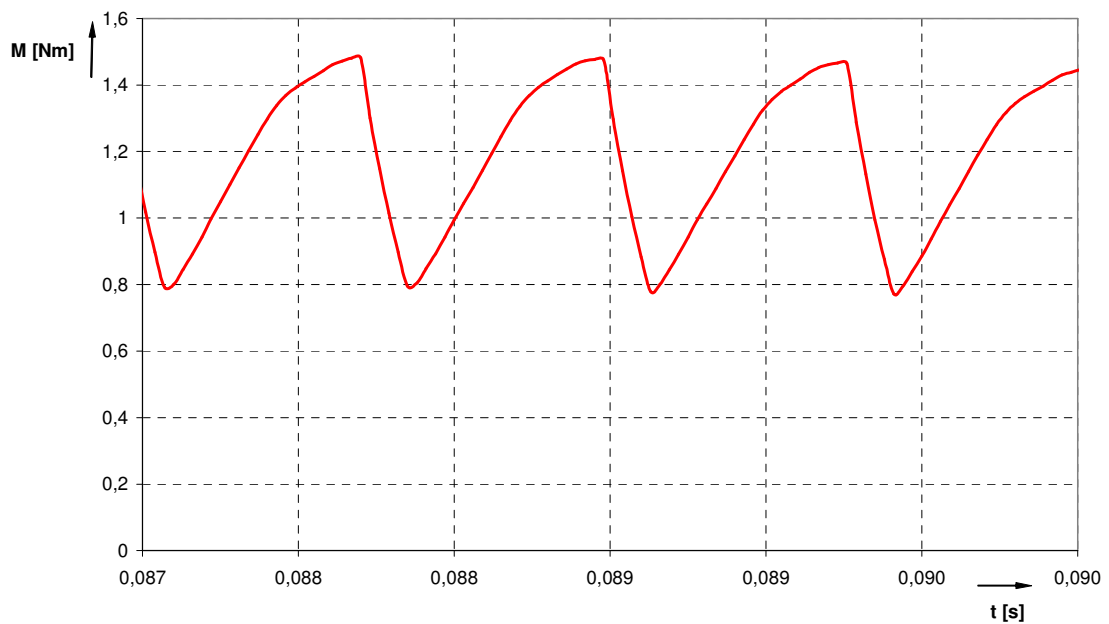


Abb. 5.8: Drehmomentverlauf bei kleinem Schlitz

Betrachtung der Streuflüsse

Ein Vergleich der Abbildungen 5.9 a und 5.9 b ergibt, dass die Größe des Streuflusses von der Gestalt der Nut abhängen. Bei der Ausführung mit kleinem Schlitz treten größere Streuflüsse auf.

Wie aus Abbildung 5.9 b erkennbar, gibt es besonders dort starke Streuflüsse, wo sich Zahn und Lücke gegenüberstehen. Diese Flüsse tragen nicht zur Drehmomentbildung bei.

Der Anteil der Flusslinien, die sich zwischen den Magneten über das Eisen schließen ohne zu Drehmomentbildung beizutragen (Streufluss) erhöht sich je enger der Schlitz wird. Soll das gleiche Drehmoment erzeugt werden ist ein deutlich größerer Strom erforderlich. Damit steigen aber auch die Kupferverluste.

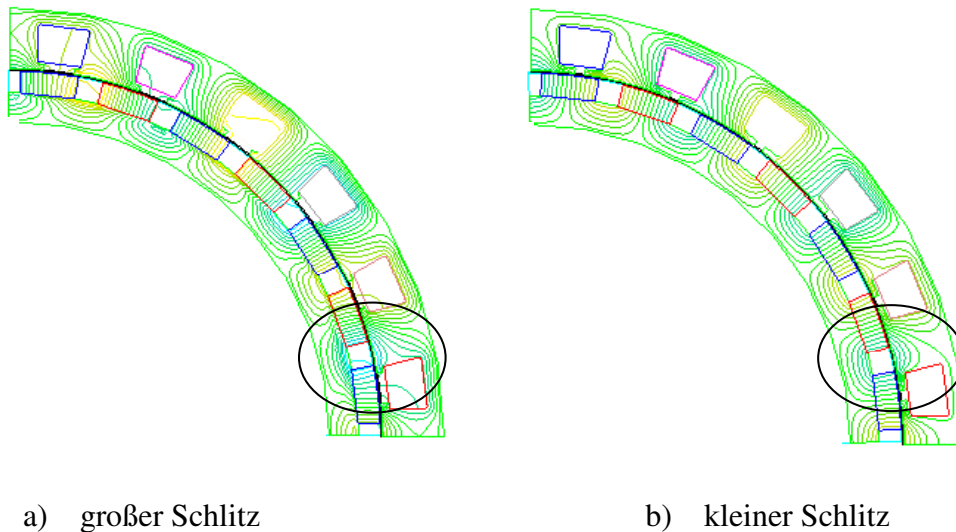


Abb. 5.9: Streufluss bei Maschinen unterschiedliche Nutformen

Aus folgenden Gründen wurde die Variante mit großem Schlitz (a) gewählt:

- geringere Aufwand bei der Anfertigung der Wicklung
- Die vorgefertigten Formspulen ermöglichen einen sehr großen Füllfaktor der Nuten und damit eine kleine Zahnhöhe.

Die Nachteile der Variante (a), die größere Momentenwelligkeit gegenüber der Ausführung mit kleinem Schlitz, kann in Kauf genommen werden.

5.1.1.4 Einfluss der Drehzahl auf die Eisenverluste und Auswahl des Blechmaterials

Die hier betrachtete permanenterregte Maschine hat mit einer Rotorpolpaarzahl von $p = 14$ und bei Maximaldrehzahl n_{\max} eine Speisefrequenz von 260 Hz auf Grund folgender Beziehung:

$$f_{\max} = \frac{n_{\max} \cdot p}{60} = \frac{1115 \text{ min}^{-1} \cdot 14}{60} = 260 \text{ Hz} \quad (5.3)$$

Im Gegensatz zu netzgespeisten Maschinen (50 Hz) ist dies eine 5fach höhere Frequenz. Das bedeutet, dass ein geeignetes Blechmaterial und eine kleine Blechdicke auszuwählen sind, um die Eisenverluste in Grenzen zu halten.

Die Eisenverluste $P_{v,Fe}$ in einem Elektroblech resultieren aus den Hysterese- und den Wirbelstromverlusten. Bezogen auf eine Masseinheit gelten folgende Beziehungen [19]:

$$P_{v,H} = c_H \cdot f \cdot B^2 \quad (5.4)$$

$$P_{v,W} = c_W \cdot f^2 \cdot B^2 \quad (5.5)$$

Die Höhe der Eisenverluste hängt von der Materialzusammensetzung und von der Blechdicke ab.

Darüber hinaus bestimmt das Blechmaterial die magnetische Eigenschaften und damit das Sättigungsverhalten der Maschine. Die magnetische Leitfähigkeit μ_r ergibt sich aus dem Zusammenhang zwischen der Induktion und der magnetische Feldstärke zu:

$$\mu_r = \frac{B}{\mu_0 H} \quad (5.6)$$

Eine hohe magnetische Leitfähigkeit gestattet eine hohe Flussdichte bei geringer Durchflutung. Zu beachten ist jedoch, dass im magnetischen Kreis die wirksame Luftspaltlänge und die Höhe der Permanentmagnete den magnetischen Widerstand bestimmen. Auswahlkriterium ist deshalb die zulässige Flussdichte des Blechmaterials (Sättigungskurve).

5.1.1.5 Rotorpolpaarzahl

Die Polpaarzahl ist mit der Drehzahl (Frequenz) und den Eisenverlusten verknüpft. Sie hat außerdem Einfluss auf die geometrischen Parameter der Maschine.

Aus der Beziehung

$$P_{\text{mech}} = \omega \cdot M \quad (5.7)$$

$$M = \frac{p \cdot P_{\text{mech}}}{2\pi f} \quad (5.8)$$

erkennt man, dass ein linearer Zusammenhang zwischen dem Drehmoment und der Rotorpolpaarzahl besteht.

Je höher die Polpaarzahl ist, desto geringer ist der Fluss, der vom einzelnen Permanentmagneten erzeugt wird. Da sich dieser Fluss in zwei gleiche Hälften zu beiden Seiten aufteilt und über das Statorjoch schließt (Abb. 4.1), kann - konstante Induktion im Joch vorausgesetzt - das Joch bei steigender Polzahl dünner ausgeführt werden (gleicher Durchmesser der Maschine).

Bei Vergrößerung der Polpaarzahl vergrößert sich auch die Modulzahl (Abb.2.4). Deshalb sind zahlreiche andere Größen wie Nutbreite, Wickelkopflänge und Maschinenlänge ebenfalls von der Polpaarzahl abhängig [20].

5.1.1.6 Magnetmaterial

Es muss ein Magnetmaterial mit hoher Remanenzinduktion und hoher Temperaturstabilität, die eine genügende Sicherheit gegen Entmagnetisierung bietet, ausgewählt werden. Mit einem guten Magnetmaterial mit höherer Remanenzinduktion erreicht man die gewünschte Luftspaltinduktion und damit das Drehmoment bei kleinerem Gewicht im Vergleich zu Magnetmaterial mit geringerer Remanenzinduktion.

Aus diesen Gründen wurde bei dieser Maschine das Magnetmaterial mit der Bezeichnung BMN-27SH verwendet.

5.1.2 Beschreibung der Versuchsmaschine

In der Abbildung 5.10 sind die aktiven Teile dieser Maschine im Querschnitt dargestellt. Auf dem Ring des Rotorjochs befinden sich die Permanentmagnete. Die 28 Neodym-Eisen-Bor-Magnete sind entsprechend der benötigten Gestalt geformt. Der Stator, der aus 0,35 mm dicken Elektroblechen aufgebaut ist, trägt 24 Zähne (Module). Der Stator wie auch die Magnete sind 5 mm lang. Diese Maschine könnte z. B. zum direkten Antrieb eines Ringmessers, dass am Läufer befestigt ist, dienen. Für eine solche Anwendung ist der Einsatz einer Innenläufermaschine die optimale Lösung. Da sich der Fluss in zwei gleichen Hälften zu beiden Seiten aufteilt und über das Statorjoch schließt (siehe Abb. 4.1) kann das Statorjoch relativ dünn ausgelegt werden. Die geringe Statorhöhe führt dazu, dass der Luftspaltradius nahe am volumenbildenden Außenradius liegt. Es werden ähnlich hohe Drehmomente wie bei der Verwendung einer Außenläufermaschine erreicht.

Ziel war ein direkter, getriebefreier Antrieb mit einer Drehzahl von 750 min^{-1} . Zur Begrenzung der Eisenverluste soll die Speisefrequenz nicht über 300 Hz liegen. In diesem Fall können preiswerte Ständerbleche von 0,35 mm Dicke eingesetzt werden. Auf die Blechung des Rotorjoches kann auf Grund der großen Magnethöhe und des großen magnetischen Widerstandes der Neodym-Eisen-Bor-Magnete verzichtet werden. Die Ankerrückwirkung führt nur zu kleinen Wechselströmen geringer Frequenz im Rotorjoch. Die Spulenweite geht über einen Zahn, dadurch sind sehr kleine Wickelköpfe realisierbar. Außerdem wird das Verhältnis von aktiver Leiterlänge zur gesamten Leiterlänge sehr günstig. Der große Luftspaltdurchmesser ermöglicht eine große Tangentialkraft am angetriebenen Schneidelement. Die Bauweise als Innenläufermaschine ermöglicht eine Wärmeübertragung zwischen Statorjoch und Außengehäuse und damit ein effektives Abführen der Wärmeverluste.

Vorteilhaft wird ein Rotorlager mit geringer elektrischer und magnetischer Leitfähigkeit zur magnetischen und elektrischen Entkoppelung von Rotor und Stator eingesetzt. Somit kann auch bei der Simulation des magnetischen Kreises das Lager unberücksichtigt bleiben.

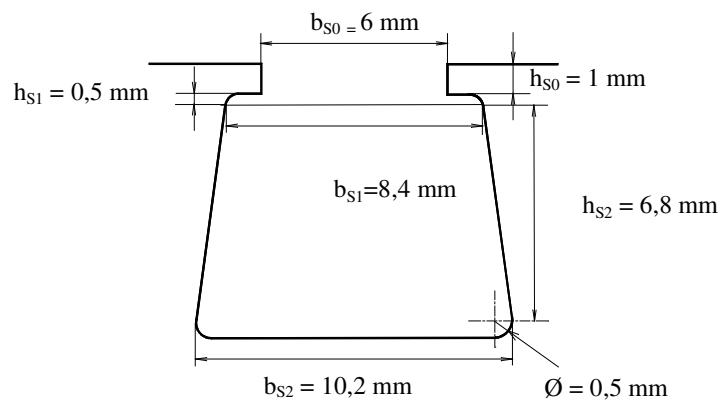
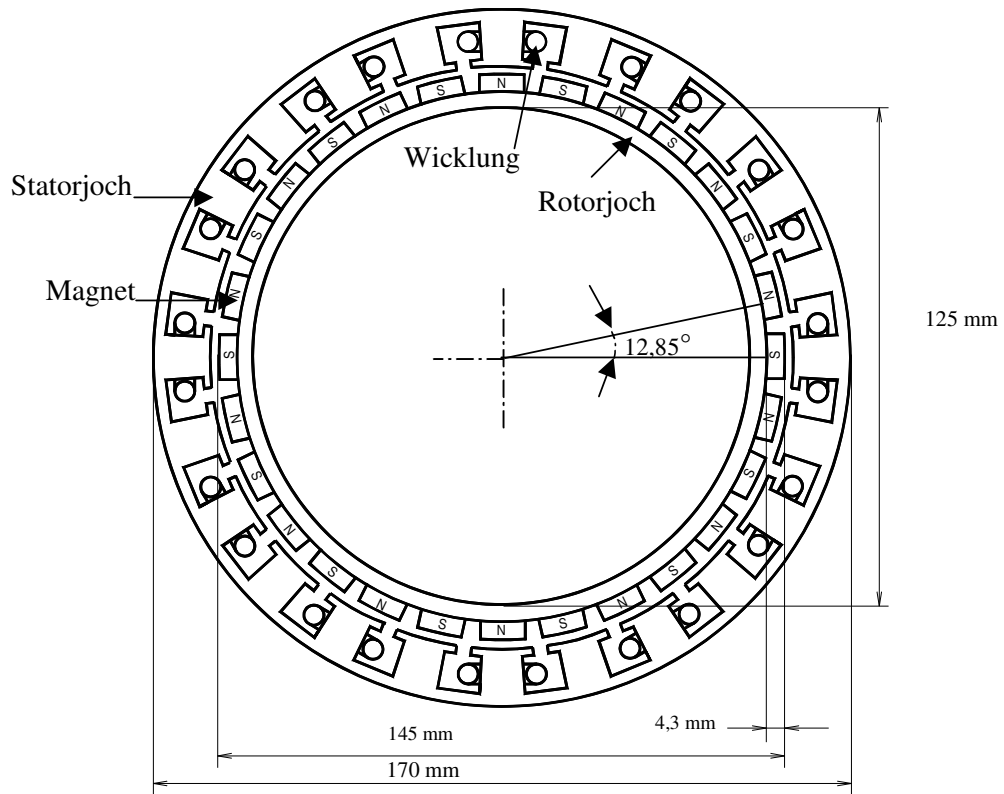


Abb. 5.10: Querschnitt der Aktivteile des Prototypen

5.1.3 Abmessungen

Die folgende Tabelle zeigt alle wichtigen Abmessungen und Zahlen des endgültigen Entwurfs der Versuchsmaschine im Überblick.

Ständeraußendurchmesser	170 mm
Ständerinnendurchmesser	146 mm
Nutbreite	9,3 mm
Nuthöhe	8,8 mm
Nutschlitzbreite	6 mm
Nutschlitzhöhe	1 mm
Ständerzähne	24
Rotorinnendurchmesser	125 mm
Rotoraußendurchmesser	136,4 mm
Magnetbreite	11 mm
Magnetdicke	4,3 mm
Magnetlänge	5 mm
Rotorpolzahl	28
Rotorjochlänge	5 mm
Luftspalt	0,5 mm
Windungszahl	22

Tab. 5.3: Abmessungen der Versuchsmaschine

6 Technische Ausführung der Versuchsmaschine

Die schon beschriebene Maschine wurde gebaut und ihre Parameter experimentell bestimmt.

6.1. Beschreibung der Bauteile der Versuchsmaschine

Das Statorblechpaket besteht aus 13 miteinander verklebten Lagen M330-35A. Der Stator wurde mit einem elastischen Epoxidharz mit guter Wärmeleitfähigkeit eingegossen, da der gesamte Antrieb großen Umweltbelastungen ausgesetzt wird. Er arbeitet im Temperaturbereich von $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ bis $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$ und muss bei der Reinigung einer Temperatur von ca. $110\text{ }^{\circ}\text{C}$ schadlos widerstehen.

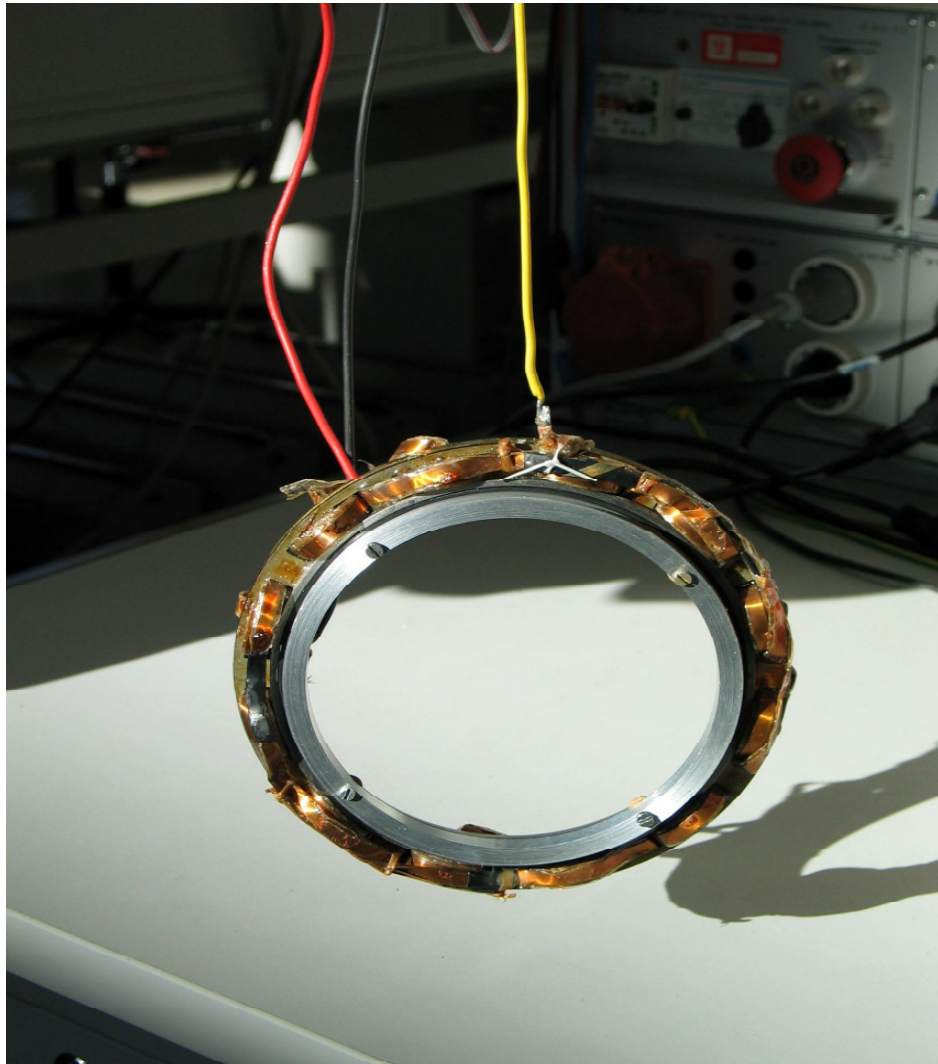


Abb. 6.1: Der Stator mit Wicklung aus Profildraht

Der Stator wurde mit zweiseitig isolierter Kupferfolie mit 0,3 mm Dicke und 5 mm Breite bewickelt (siehe Abb. 6.1). Dies hat den Vorteil, dass sich sehr kleine Biegeradien und damit extrem kleine Wickelköpfe realisieren lassen. Senkrecht zur Folienoberfläche treten nur geringe Streuflüsse auf. Die resultierenden Wirbelstromverluste können vernachlässigt werden.

Das Rotorjoch ist ein Drehteil aus massivem nicht rostenden Chromstahl 1.4034 (nach DIN 17470). Da im Rotorjoch in erster Näherung ein Gleichfeld geführt wird, kann von einer Blechung abgesehen werden. Die 28 auf den Rotor geklebten Eisen-Neodym-Bor Magneten mit der Materialbezeichnung BMN-27SH haben eine Dicke von 4,3 mm (siehe Abb. 6.2). Die Polbedeckung beträgt 0,7. Rotor und Stator sind über ein Dünnring-Hybridlager verbunden.

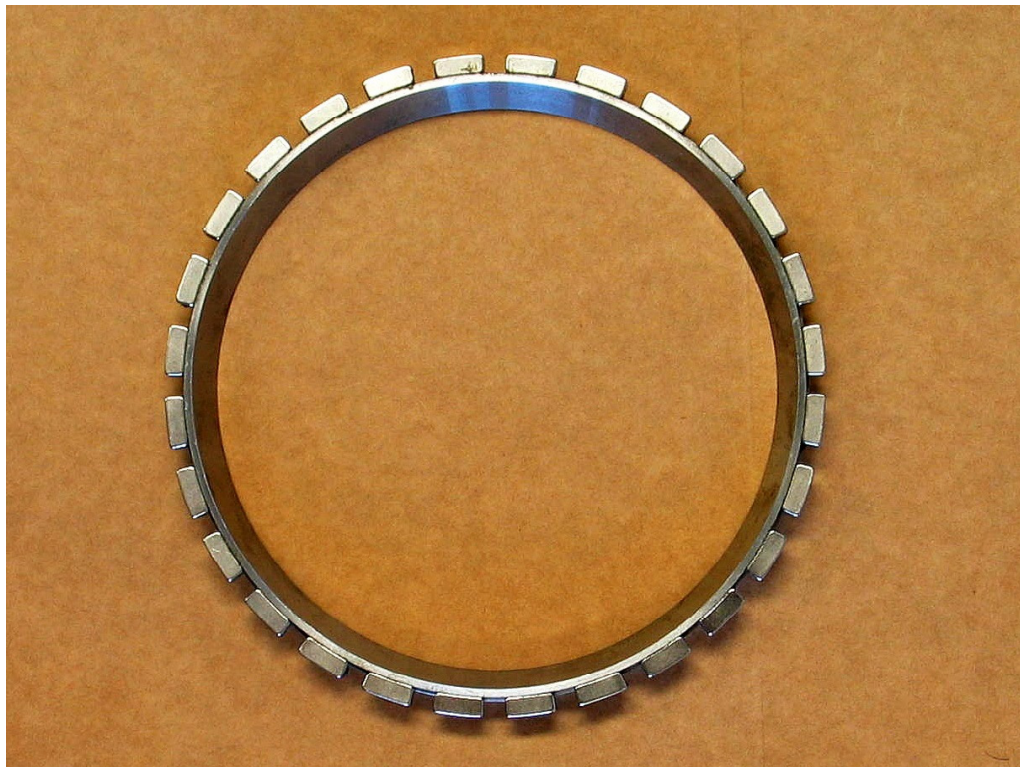


Abb. 6.2: Rotor mit dem Permanentmagneten

In der Abbildung 6.3 ist die gesamte Maschine gezeigt.

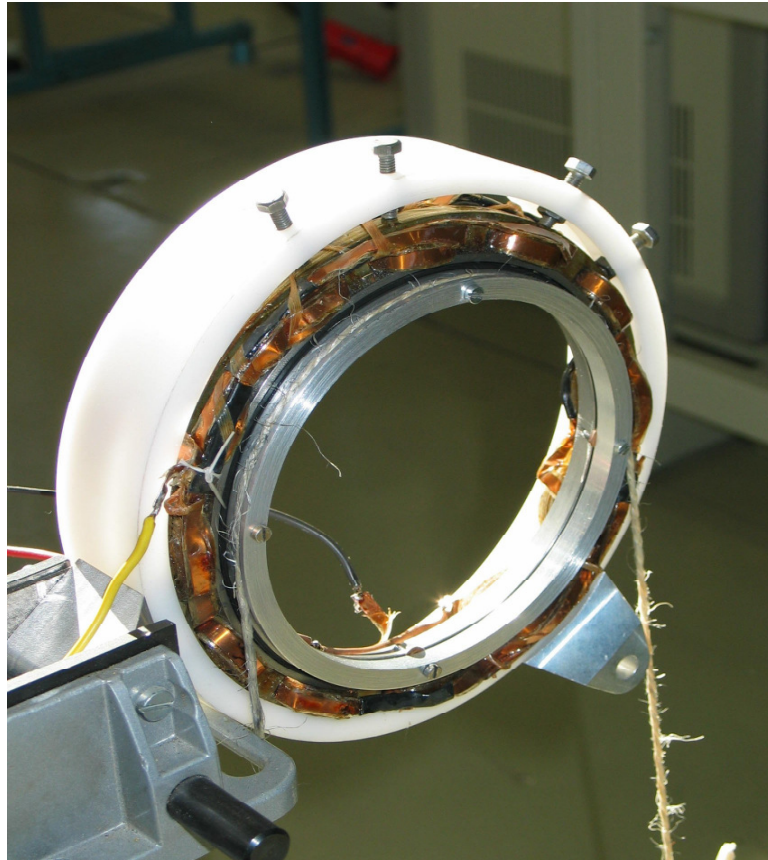


Abb. 6.3: Gesamtansicht der Maschine

Die Maschine wurde im Prüffeld mit Hilfe eine Seilbremse belastet und Arbeitspunkte bei Leerlauf, 40, 100 und 130 % Nennlast untersucht.

6.2 Gemessene Verläufe der Ströme und Spannungen bei Leerlauf und verschiedenen Lasten

Bei Leerlauf und kleiner Last (0,4 Nm) wird die Ausgangsspannung des Wechselrichters über eine PWM (Pulsweitenmodulation) reduziert, um die Maschinendrehzahl im Leerlauf und bei Nennlast annähernd konstant zu halten und den Leistungsfaktor zu korrigieren

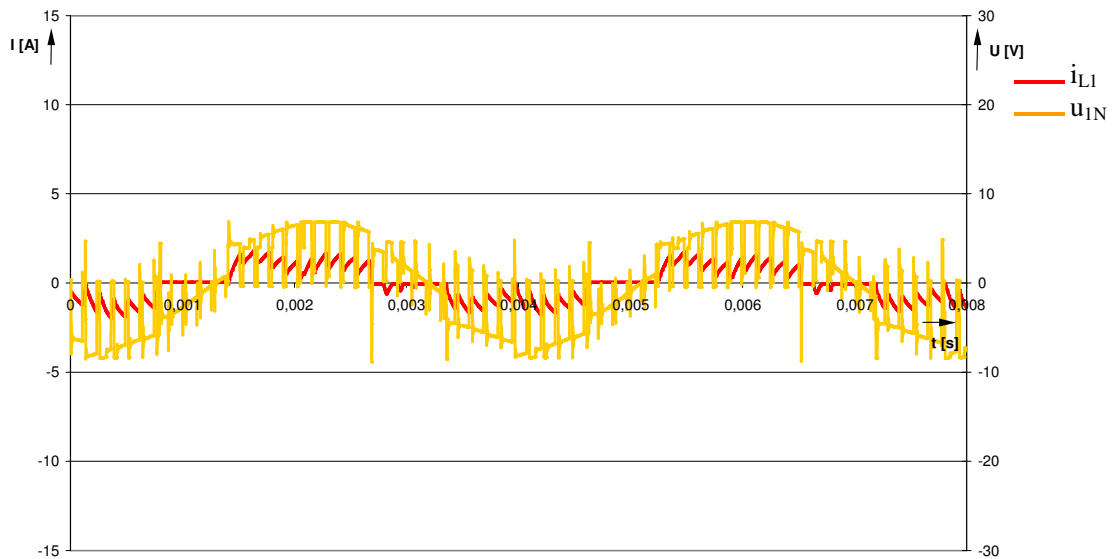


Abb.6.4: Verlauf von Strom und Spannung im Motorbetrieb ohne Belastung

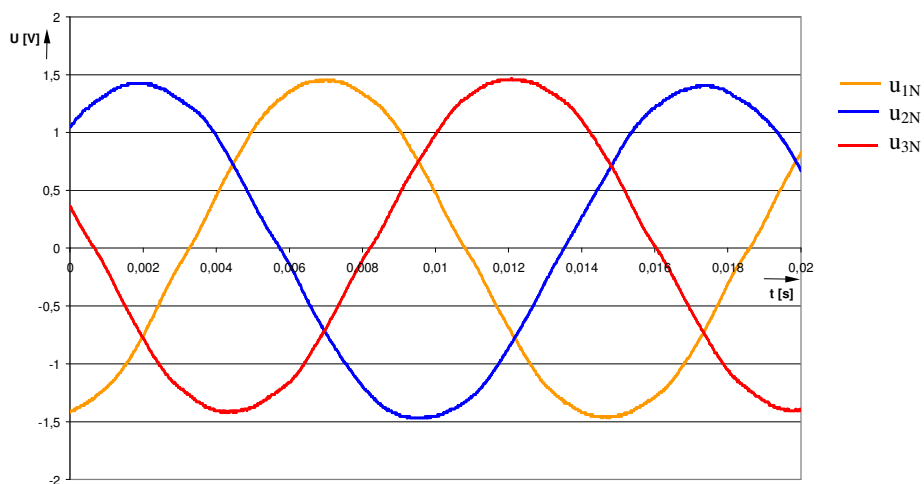


Abb. 6.5: Induzierte Spannung in Leerlauf bei 260 min^{-1} (Generatorbetrieb)

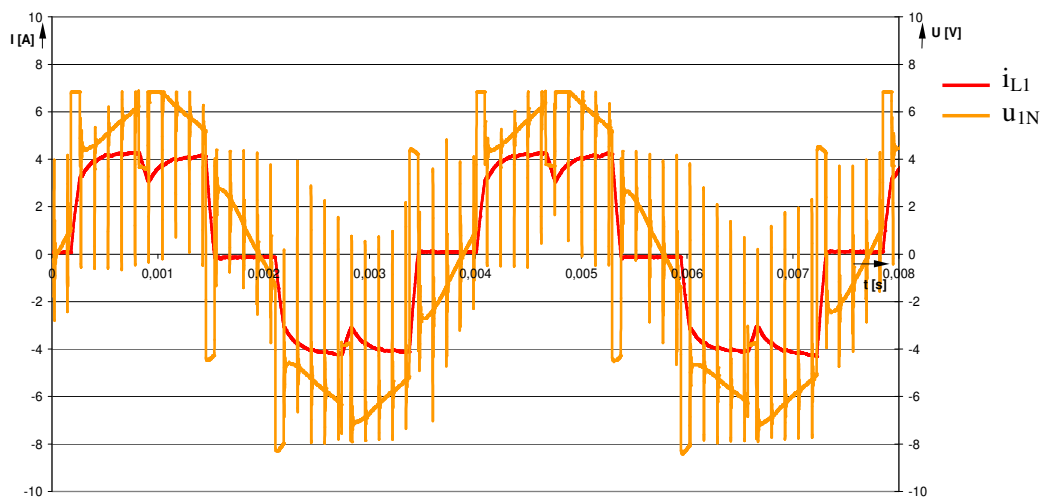


Abb. 6.6: Verlauf von Strangstrom i_{L1} und Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} bei 0,41 Nm Last

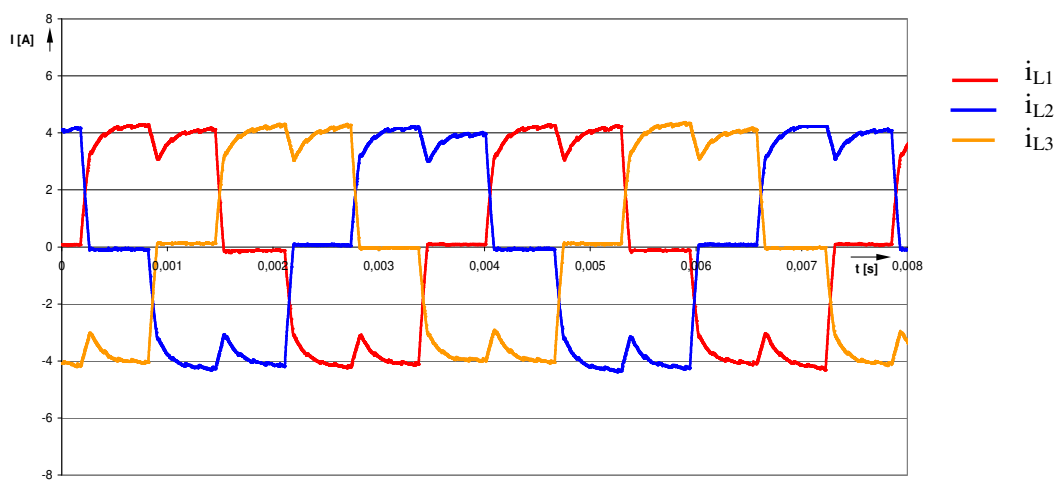


Abb. 6.7: Strangströme bei 0,41 Nm Last

Ab einer Last von ca. 0,5 Nm ist die PWM außer Betrieb, die maximale Spannung liegt an der Maschine.

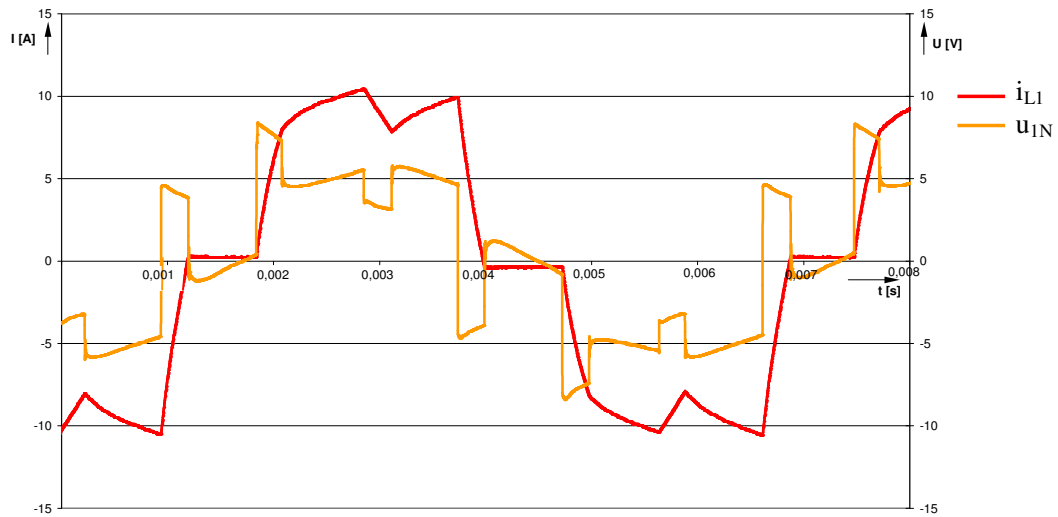


Abb. 6.8: Verlauf von Strangstrom i_{L1} und Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} bei 1,15 Nm Last (Nennlast)

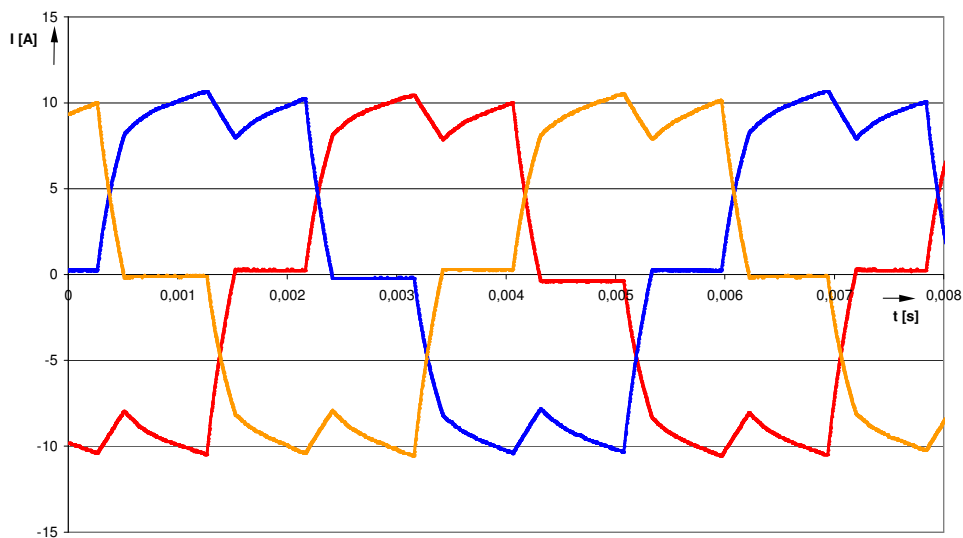


Abb. 6.9: Strangströme bei 1,15 Nm Last (Nennlast)

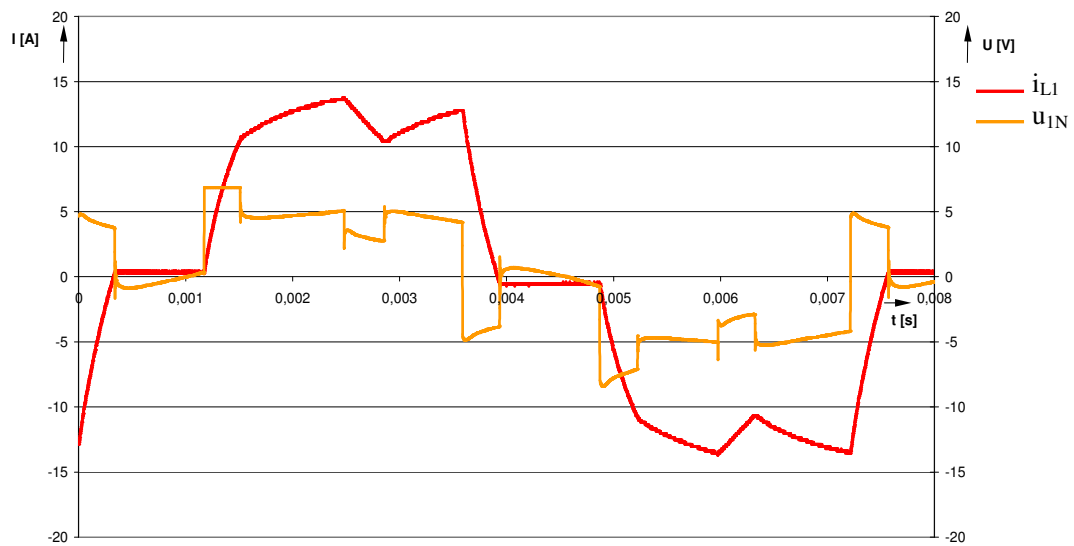


Abb. 6.10: Verlauf von Strangstrom i_{L1} und Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} bei 1,66 Nm Last (Überlast)

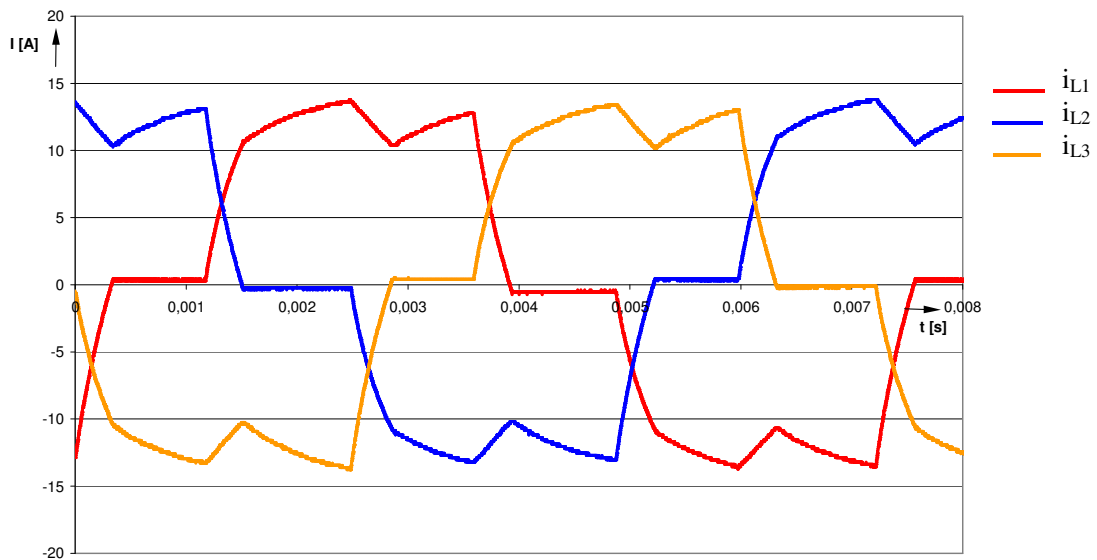


Abb. 6.11: Strangströme bei 1,66 Nm Last (Überlast)

7 Experimentelle Untersuchung der Versuchsmaschine und Vergleich mit der Simulation

7.1 Simulation der Spannungs- und Stromverläufe

Mit Hilfe der Simulation sollen im ersten Schritt die qualitativen Zusammenhänge der Verläufe der Spannungen und Ströme erklärt werden. Aus diesem Grund wird in den Diagrammen auf die Angabe der Größen und Maßeinheiten von Strom und Spannung verzichtet.

Es werden die Verläufe der drei Leiterströme, der Leiter-Leiter-Spannungen als auch der Leiter-Mittelpunkt-Spannungen gezeigt. Der die Maschine speisende selbstgeführte Wechselrichter arbeitet in der Betriebsweise Blocksteuerung mit der Einschaltdauer 120° .

Um die Ausführungen überschaubar zu gestalten, werden die Betrachtungen in folgenden Schritten durchgeführt:

- Ströme und Spannungen bei Belastung des Wechselrichters mit ohmscher Last
- Ströme und Spannungen bei Belastung des Wechselrichters mit ohmsch-induktiver Last, nichtlückende Stromführung
- Ströme und Spannungen bei Belastung des Wechselrichters mit ohmsch-induktiver Last, lückender Strom
- Ströme und Spannungen bei Belastung des Wechselrichters mit einem Permanent-Magnet-Motor (PMM)
- Ströme und Spannungen bei Belastung des Wechselrichters mit dem realisierten Permanent-Magnet-Motor (PMM)

Zur besseren Übersichtlichkeit und Vergleichbarkeit wird die Zeitabhängigkeit durch die Winkelabhängigkeit $\vartheta = \omega \cdot t$ ersetzt.

7.1.1 Spannungs- und Stromverläufe bei Belastung des Wechselrichter mit ohmscher Last

Die Simulation wurde mit dem System Simplorer durchgeführt. Abbildung 7.1 zeigt die modellierte Schaltung, eines selbstgeführten Wechselrichters. Die Einschaltlänge der Ventile beträgt 120° .

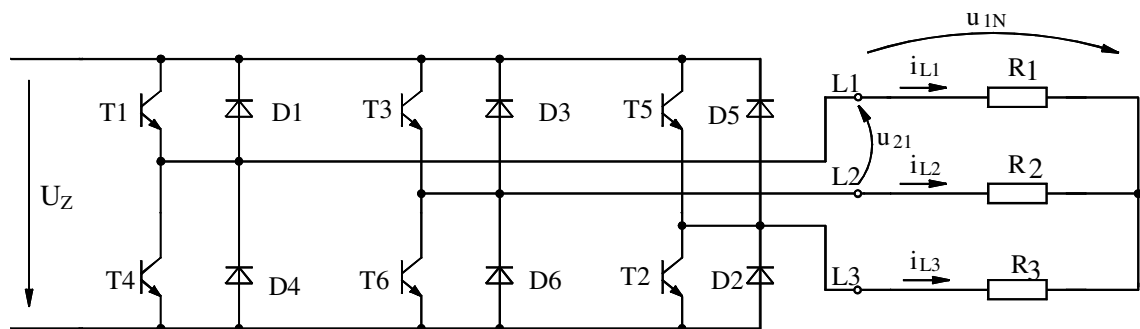


Abb. 7.1 Selbstgeführter Wechselrichter mit ohmscher Belastung

Abbildung 7.2 zeigt als Ergebnis der Simulation die Verläufe von Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} , der Leiterströme i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} sowie der verketteten Spannung u_{21} .

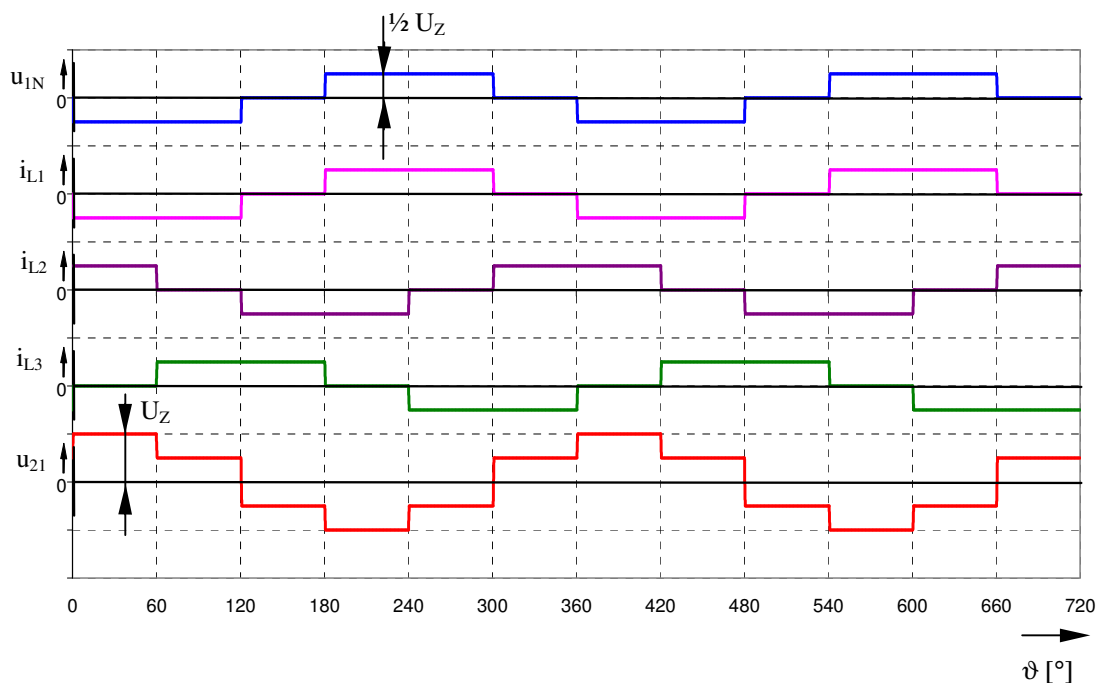


Abb. 7.2: Spannungen und Ströme bei ohmscher Belastung

Für die Widerstände in Abbildung 7.1 gilt: $R_1 = R_2 = R_3$. Die Dioden und Transistoren wurden als ideale Halbleiter (Schalter) angenommen. Die Ausgangsfrequenz wurde zu 50 Hz festgelegt.

Entsprechend der Einschaltlänge der Ventile des Wechselrichters von 120° besteht die Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} aus 120° -Blöcken. Die Amplitude dieser Spannung hat den halben Wert der positiven oder negativen Zwischenkreisspannung U_Z bzw. Null.

Die Leiter-Leiter-Spannung, hier und in den folgenden Beispielen als u_{21} dargestellt, nimmt bei ohmscher Belastung die Werte $\pm 0,5 U_Z$ oder $\pm U_Z$ an.

Die Leiterströme setzen sich, wie die Leiter-Mittelpunkt-Spannungen, aus 120° -Blöcken zusammen. Entsprechend gibt es stromlose Bereiche von 60° .

7.1.2 Spannungen und Ströme bei Belastung des Wechselrichters mit ohmsch-induktiver Last und nichtflüchtigem Strom

Gegenüber der Schaltung von Abschnitt 7.1.1 wird die Schaltung durch Induktivitäten ergänzt.

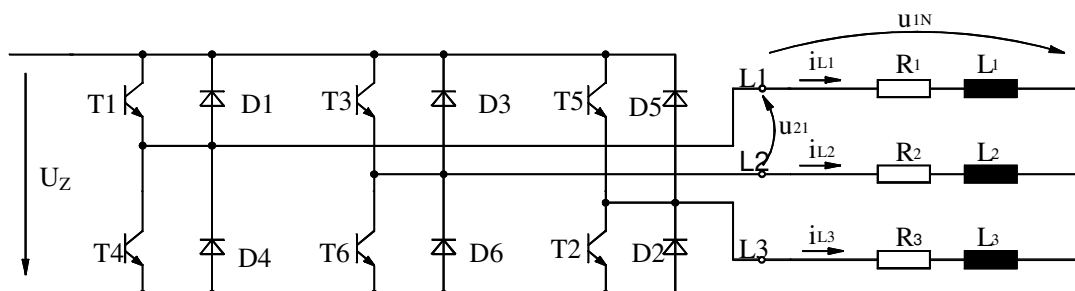


Abb. 7.3: Selbstgeführter Wechselrichter mit ohmsch-induktiver Belastung

Für die Widerstände, Halbleiter und die Ausgangsfrequenz gelten die gleichen Festlegungen wie bei der Schaltung nach Abbildung 7.1. Für die Induktivitäten gilt: $L_1 = L_2 = L_3$. Weiterhin wurde das Verhältnis von L zu R festgelegt:

$$\tau = \frac{L}{R} = 20 \text{ ms}.$$

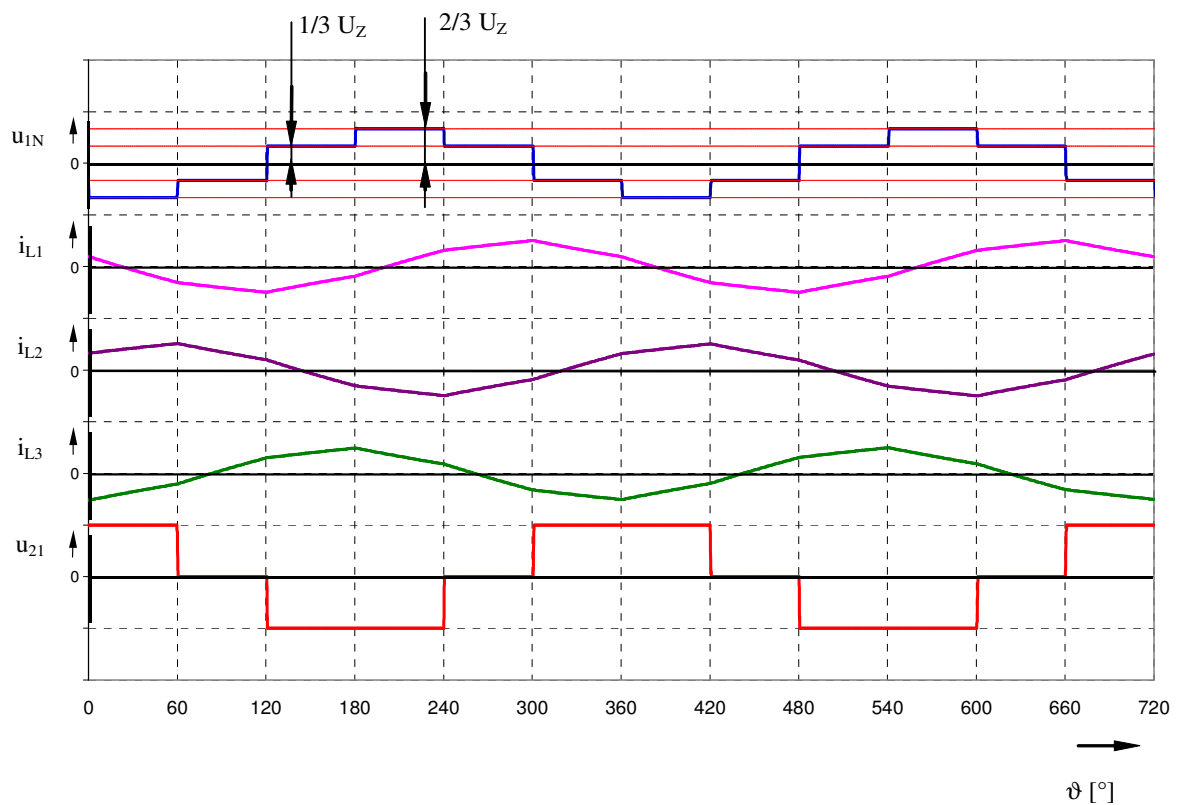


Abb. 7.4: Ströme und Spannungen bei ohmsch-induktiver Belastung und kontinuierlicher Stromführung

Bei ohmsch-induktiver Last kommt es bei einer genügend großen Zeitkonstante τ des Lastkreises zu einem kontinuierlichen Stromfluss. Die stromlosen Abschnitte von 60° , wie sie bei der ohmschen Belastung auftreten, sind nicht mehr vorhanden. Die Spannungen nehmen den gleichen Verlauf an wie bei einer 180° -Ansteuerung.

7.1.3 Spannungen und Ströme bei Belastung des Wechselrichter mit ohmsch-induktiver Last und lückendem Strom

Der Simulation liegt die Schaltung nach Abbildung 7.3 zugrunde. Die Zeitkonstante wurde auf einen Wert $\tau = 0,7$ ms reduziert. Alle anderen Parameter blieben unverändert. Abbildung 7.5 zeigt die Ergebnisse der Simulation.

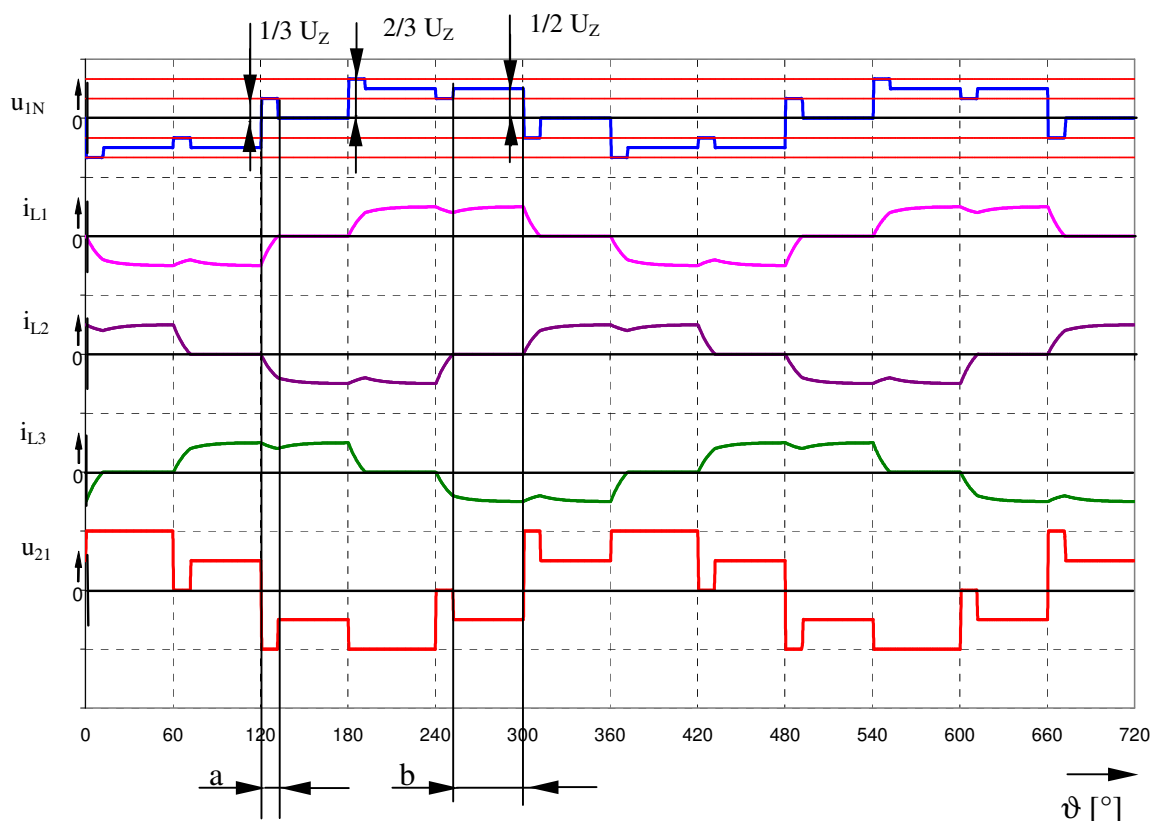


Abb. 7.5: Ströme und Spannungen bei ohmsch-induktiver Belastung und lückendem Strom

Die stromführenden Bereiche der Leiterströme sind größer als 120° , entsprechend sind die stromlosen Bereiche kleiner als 60° . Die Stromverläufe können in Bereiche eingeteilt werden in denen

- entweder alle drei Leiter stromführend (Bereich a) sind oder
- nur in zwei Leitern Strom fließt (Bereich b).

Bezüglich der Spannungen gilt:

In den Bereichen, in denen alle drei Leiter stromführend sind, entsprechen die Spannungsverläufe denen bei ohmsch- induktiver Last und kontinuierlicher Stromführung.

In den Bereichen, in denen nur zwei Leiter stromführend sind, entsprechen die Verläufe denen bei ohmscher Last.

In den folgenden zwei Abbildungen soll das noch einmal verdeutlicht werden.

Abbildung 7.6 zeigt die Verläufe der Leiter-Mittelpunkt-Spannung für

- a) ohmsche Last
- b) ohmsch- induktive Last und nichtlückenden Strom
- c) ohmsch- induktive Last und lückenden Strom

sowie den Verlauf der 3 Leiterströme bei lückendem Strom.

Der Spannungsverlauf c) entspricht in den Bereichen, in denen nur 2 Leiter stromführend sind, dem Verlauf a).

Für die Abschnitte, in denen alle drei Leiter stromführend sind, entspricht der Spannungsverlauf c) dem von Verlauf b).

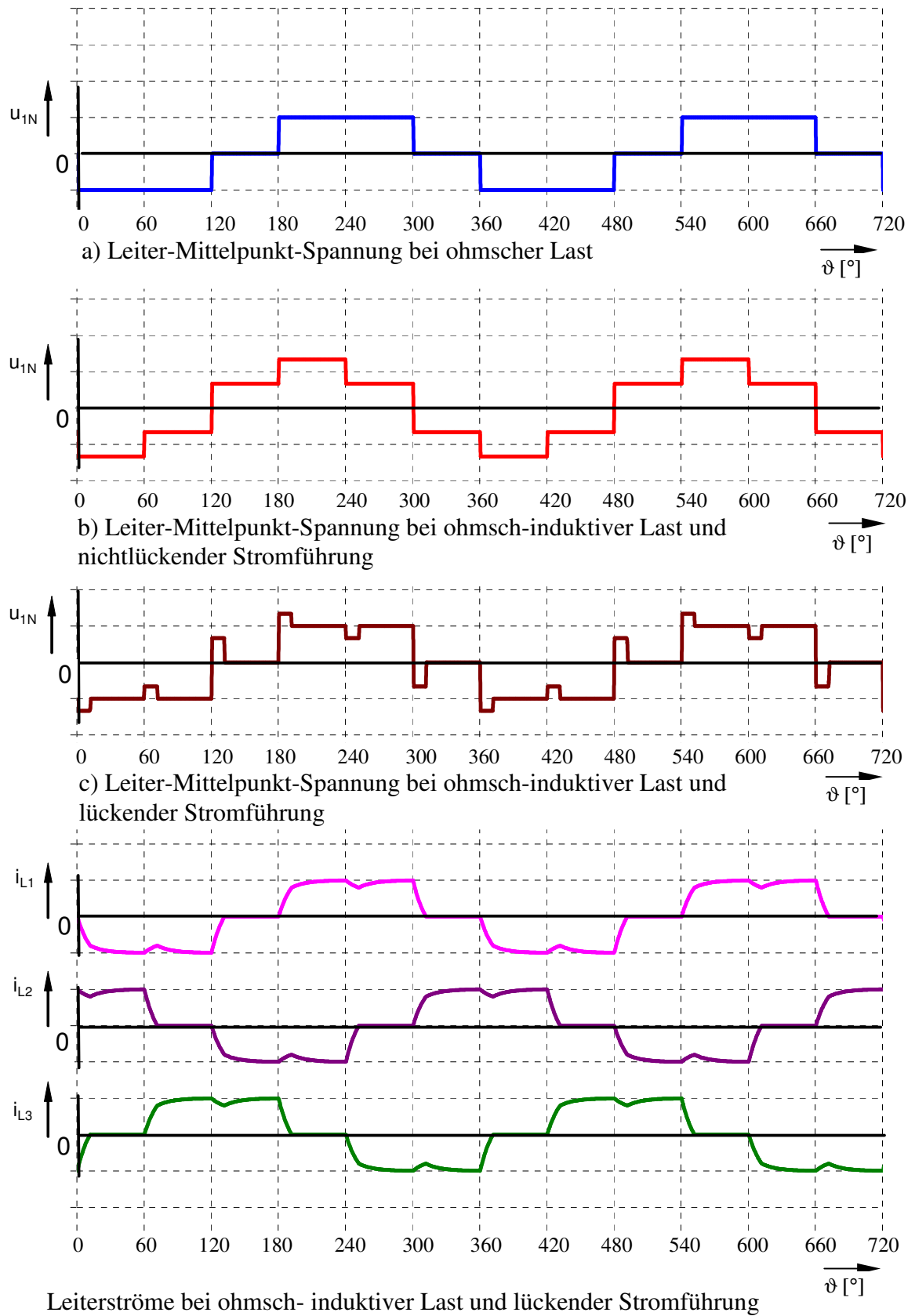


Abb. 7.6: Leiter-Mittelpunkt-Spannungen für drei verschiedene Lastfälle sowie Verlauf der Leiterströme für ohmsch-induktive Last und lückende Stromführung

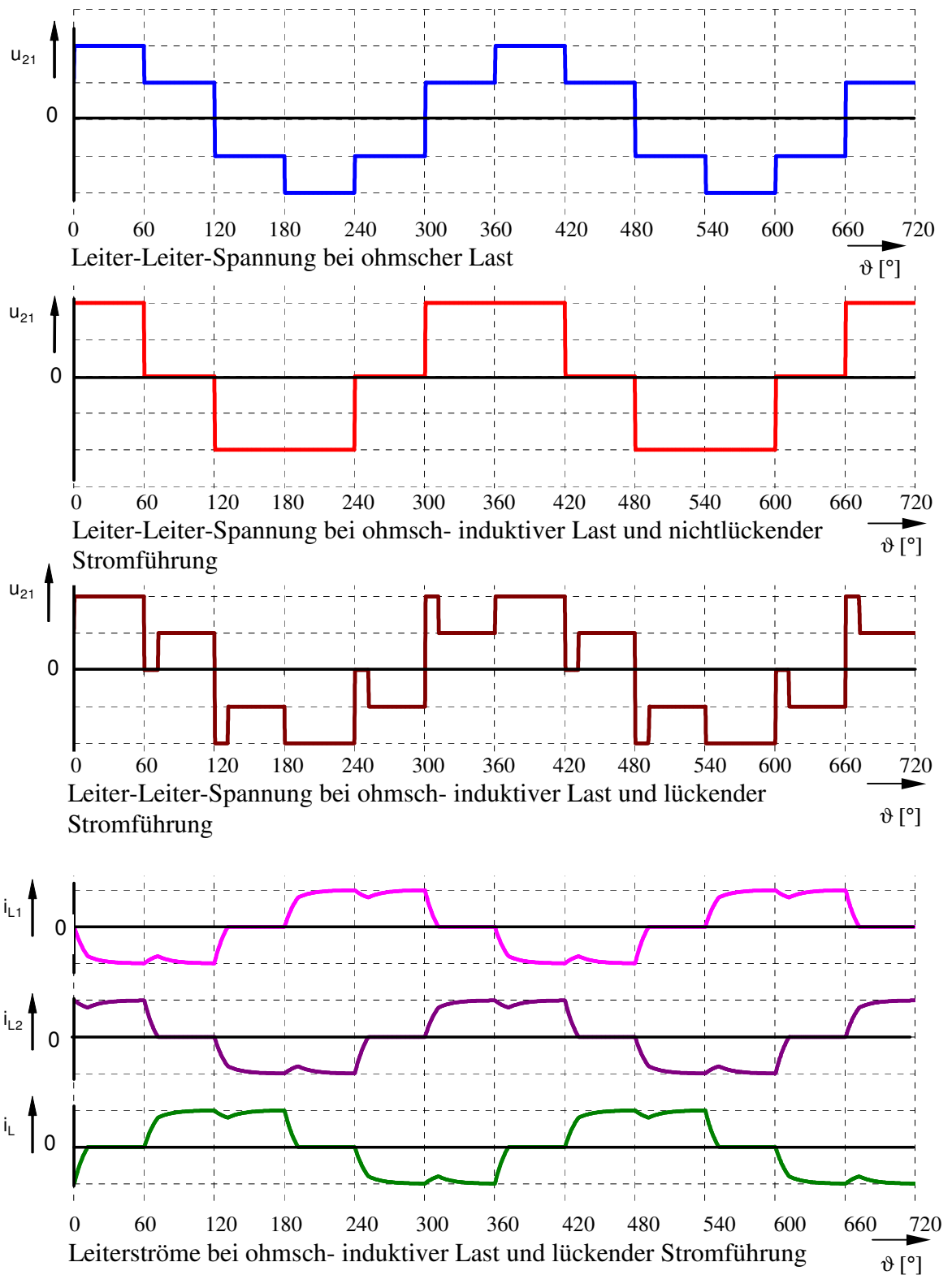


Abb. 7.7: Leiter-Leiter-Spannungen für drei verschiedene Lastfälle sowie Verlauf der Leiterströme für ohmsch-induktive Last und lückende Stromführung

7.2 Simulation der Spannungs- und Stromverläufe bei Belastung des Wechselrichters mit einem Permanent-Magnet-Motor

Die Simulation erfolgt hierbei mit dem System Maxwell. Abbildung 7.8 zeigt die modellierte Schaltung.

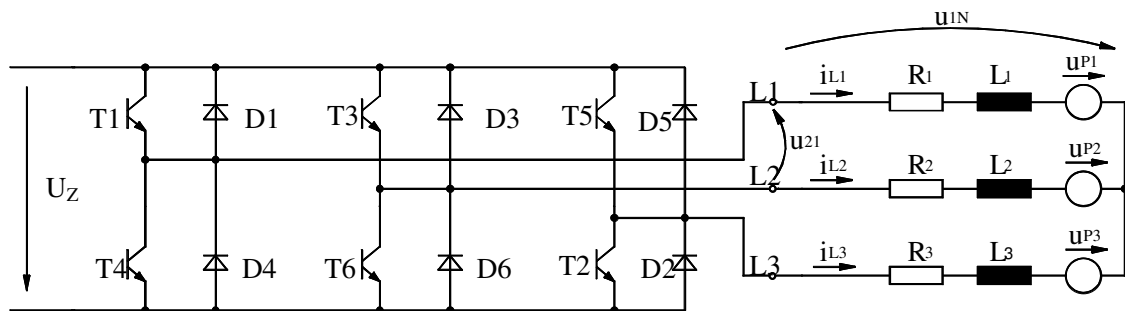


Abb. 7.8: Prinzipschaltung Wechselrichter mit PMM

Zu beachten ist, dass bei der Modellierung in Maxwell die Maschine in zwei Komponenten aufgeteilt wird. Die Elemente $R_1 \dots R_3$ und $L_1 \dots L_3$ werden vorgegeben. Die Polradsspannungen ($u_{p1} \dots u_{p3}$) werden in Maxwell berechnet.

Folgende Werte wurden für die Simulation angenommen:

Statorseite:

$$R_1 = R_2 = R_3 = 0,089 \, \Omega$$

$$L_1 = L_2 = L_3 = 22,5 \, \mu\text{H}$$

Wechselrichter:

$$U_z = 12 \, \text{V}$$

Einschaltlänge der Ventile: 120°

Ventilmodelle: ideal

Rotorseite:

$$\text{Lastmoment: } M_N = 1,15 \, \text{Nm}$$

$$\text{Trägheitsmoment: } J = 4,38 \cdot 10^{-4} \, \text{kg m}^2$$

(für stationären Zustand keine Bedeutung)

$$\text{Anfangsdrehzahl: } n_0 = 0 \, \text{min}^{-1}$$

Die elektrische Zeitkonstante $\tau = \frac{L}{R}$ ergibt sich aus den obigen Werten zu $\tau = 0,25 \, \text{ms}$.

Die Drehzahl im stationären Zustand der Simulation ergibt sich zu $n_s = n_N = 707 \, \text{min}^{-1}$.

Daraus folgt eine entsprechende Frequenz im Wechselrichter in der aktuellen Simulation von $f = 165 \, \text{Hz}$.

Als Ergebnis sind folgende Zeitverläufe berechenbar:

Zeitverläufe von

- Strangströme
- Klemmenspannung, Strangspannungen (Leiter-Leiter-Spannungen), (Leiter-Mittelpunkt-Spannungen) und Polardspannungen
- Drehzahl
- Drehmoment

Weiterhin liefert die Berechnung:

- Feldverläufe von Fluss und Flussdichte

Abbildung 7.9 zeigt als Simulationsergebnis die Zeitverläufe (im Winkelmaß) ausgewählter Ströme und Spannungen mit qualitativer Abszisse.

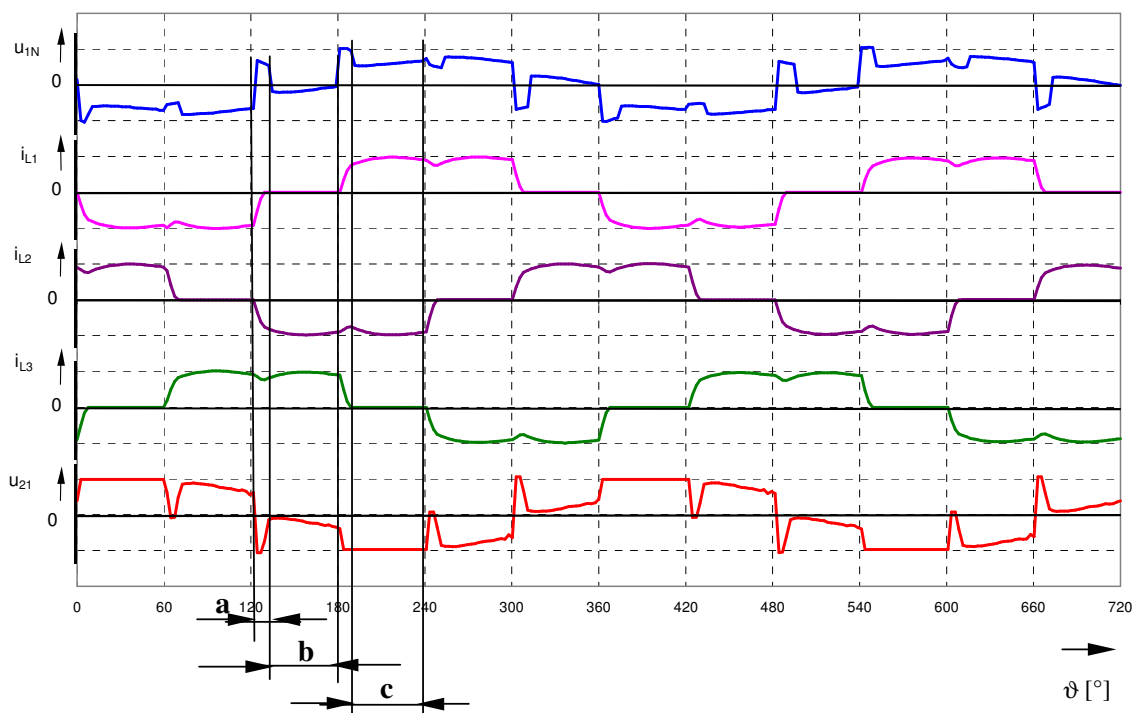


Abb. 7.9: Ströme und Spannungen des PMM, Simulation

In den Stromverläufen wird der ohmsch-induktive Charakter der Last mit lückendem Strom deutlich (vergleiche Abb. 7.5)

Die in der Simulation berücksichtigte Polradspannung – Maschinenmodell – hat signifikanten Einfluss auf die Leiter-Mittelpunkt- und die Leiter-Leiter-Spannungen. Zur Interpretation der Zusammenhänge werden 3 aussagekräftige Intervalle in Abbildung 7.9

betrachtet. Die Aussagen sind auf die folgende Halbperiode (anderes Vorzeichen) sowie auf die anderen Phasen (Phasenverschiebung jeweils 120°) übertragbar.

Bereich a - alle drei Leiter stromführend:

der Strom i_{L1} kommutiert ab – Strom fließt durch die D1, der Strom i_{L2} wird aufgebaut – der Strom fließt durch Transistor T6 und der Strom i_{L3} fließt weiterhin durch T5.

Damit ergibt sich für die Spannungen aus der Schaltung:

$$u_{1N} = \frac{1}{3} U_Z \quad u_{2N} = -\frac{2}{3} U_Z \quad u_{21} = u_{2N} - u_{1N} = -U_Z$$

Bereich b - L_1 stromlos:

Stromführend: T5 , T6

Damit ergibt sich für die Spannungen aus der Schaltung:

$$u_{1N} = u_P \quad u_{2N} = -\frac{1}{2} U_Z \quad u_{21} = u_{2N} - u_{1N} = -\frac{1}{2} U_Z - u_P$$

Bereich c - L_1 und L_2 stromführend:

Stromführend: T1, T6

$$u_{1N} = u_{P1} + i_{L1} \cdot R_1 + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} \quad u_{2N} = u_{P2} + i_{L2} \cdot R_2 + L_2 \frac{di_{L2}}{dt} \quad i_{L2} = -i_{L1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{di_{L1}}{dt}$$

$$u_{21} = u_{2N} - u_{1N} = u_{P2} - u_{P1} - 2 \cdot R \cdot i_{L1} - 2 \cdot L \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = -U_Z$$

Diese aus der Ersatzschaltung begründeten Ergebnisse werden in Abbildung 7.9 bestätigt.

7.3 Messung der Spannungen und Ströme bei Belastung des Wechselrichters mit dem realisierten Versuchsmotor

Die Messungen wurden im stationären Betrieb des Motors vorgenommen.

Die Parameter betrugen:

Zwischenkreisspannung U_z : 12 V,

Lastmoment: 1,15 Nm.

und entsprechen denen der Simulation.

Abbildung 7.10 zeigt die Verläufe der drei gemessenen Leiterströme, die Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} und die Leiter-Leiter-Spannung u_{21} .

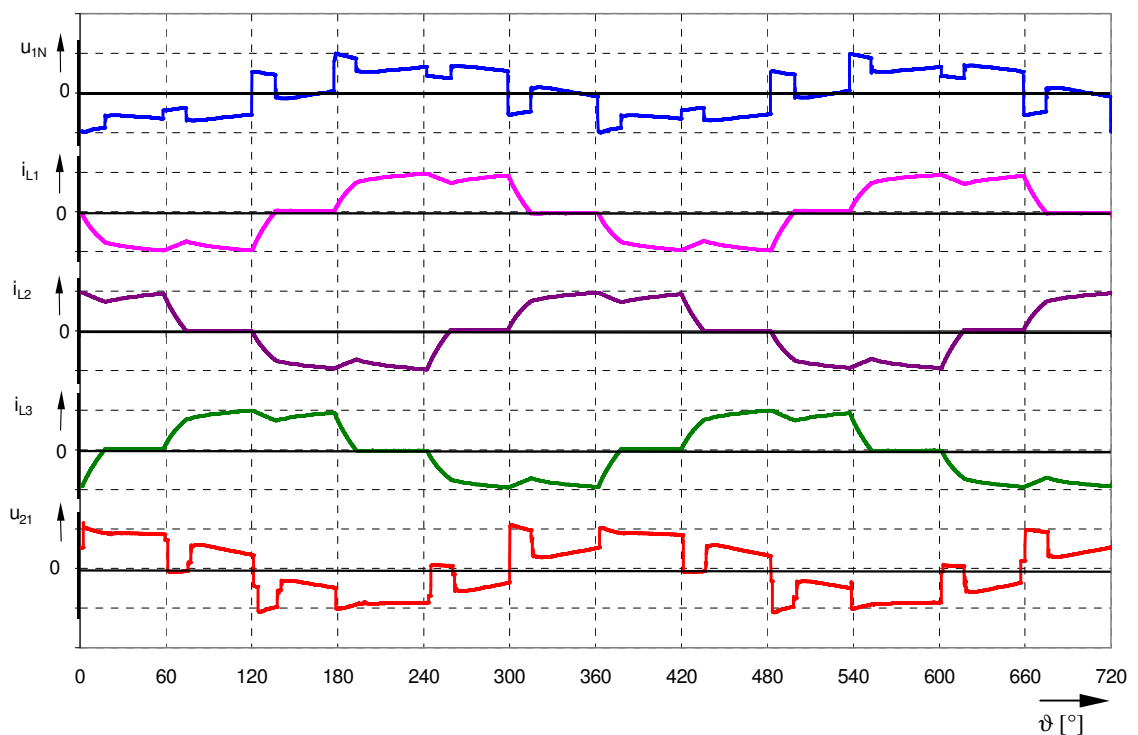


Abb. 7.10: Gemessene Spannungen und Ströme der Versuchsmaschine

In Abbildung 7.11 ist der Verlauf der Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} und in Abbildung 7.12 Verlauf der gemessenen Leiter-Leiter-Spannung u_{21} dargestellt.

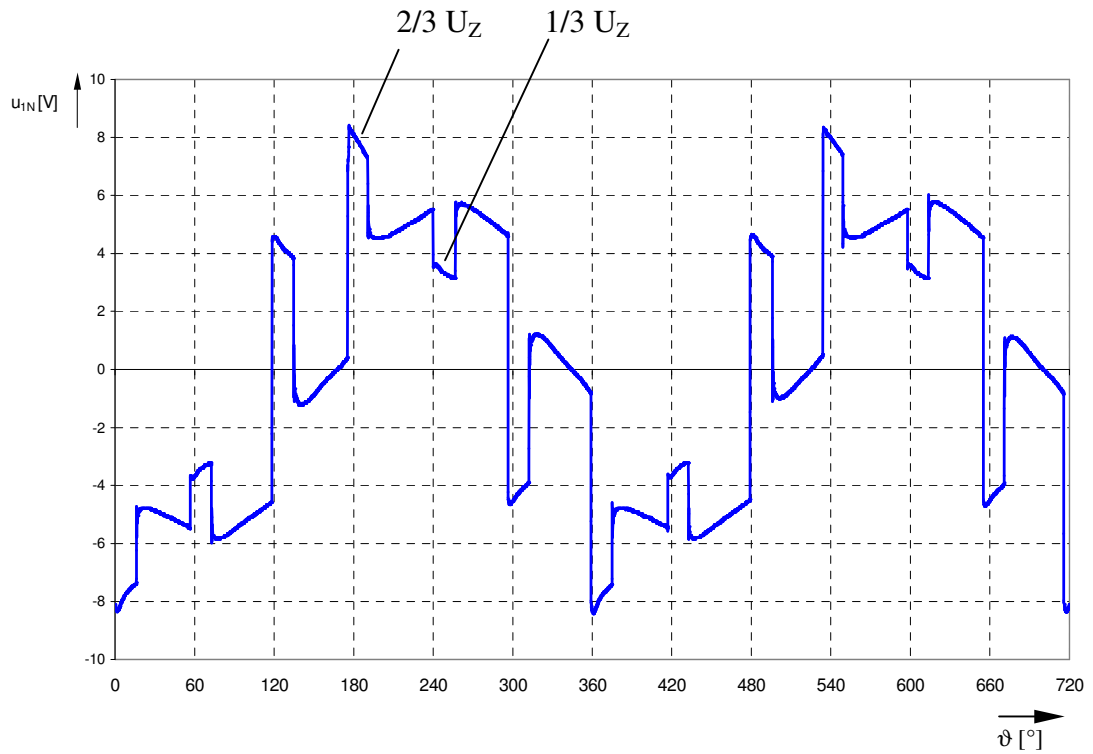


Abb. 7.11: Gemessener Verlauf der Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{1N} .

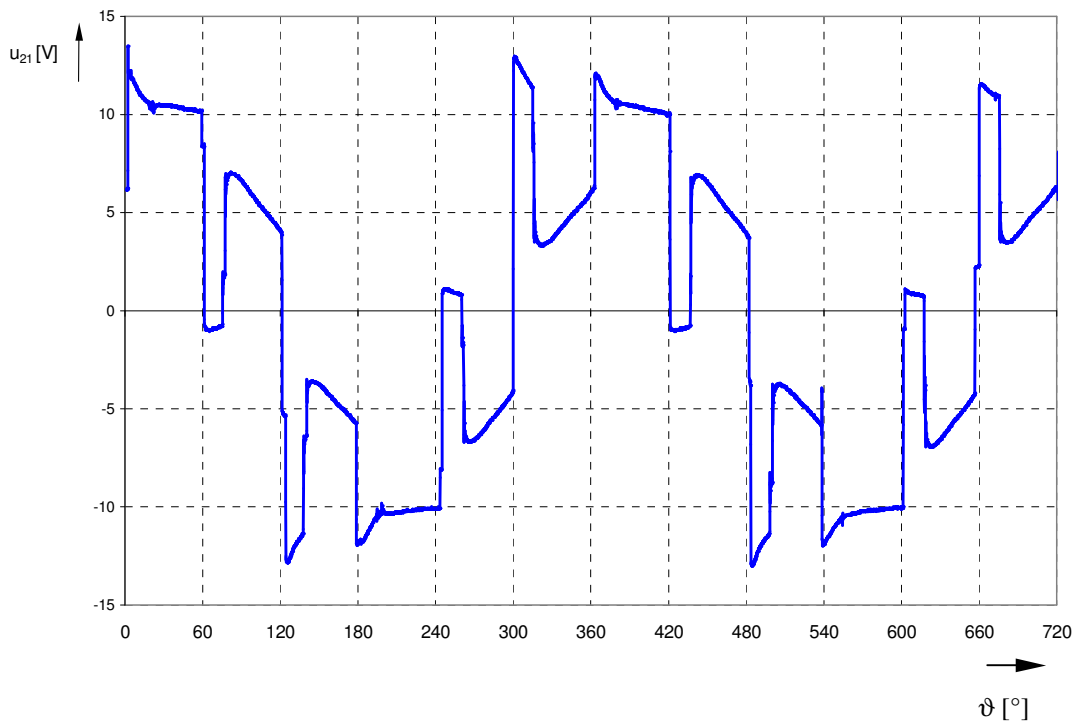


Abb. 7.12: Gemessener Verlauf der Leiter-Leiterspannung u_{21} .

Die Abweichungen vom idealen Verlauf ist durch die realen Bauelemente der Wechselrichterschaltung (Durchlasswiderstände bzw. Schleusenspannung) begründet. Die Analyse der gemessenen Verläufe entspricht der Beschreibung der Simulationsergebnisse entsprechend Abschnitt 7.2.

Dies gilt ebenso für den Verlauf des Leiterstroms i_{L1} nach Abbildung 7.13.

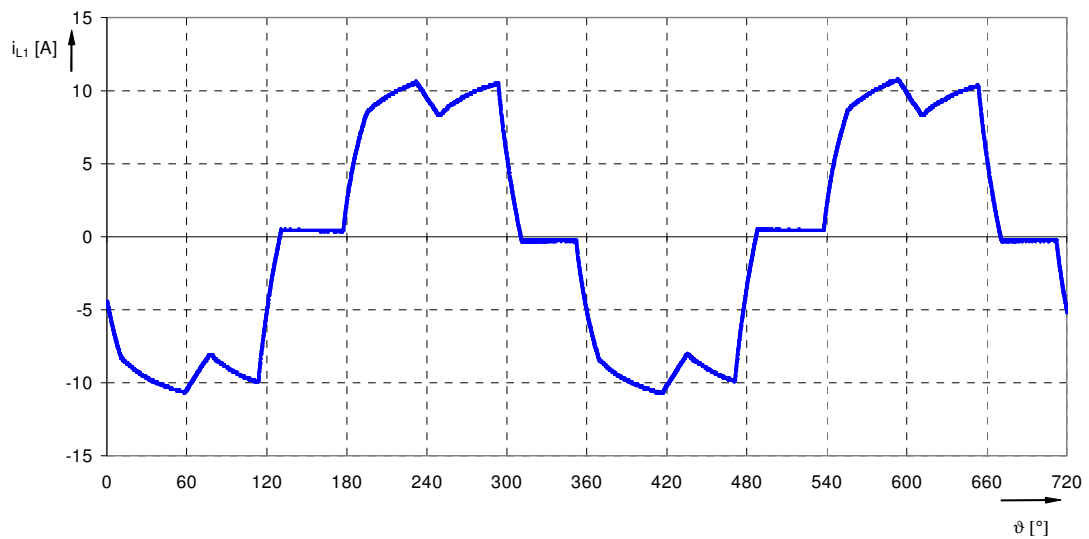


Abb. 7.13: Gemessener Verlauf der Leiterstrom i_{L1}

7.4 Vergleich der experimentellen Ergebnisse der Versuchsmaschine mit den Simulationsergebnissen

Nachfolgend wird für die Auswertung der direkte Vergleich von Messung und Simulation in den Abbildungen 7.14 und 7.15 dargestellt.

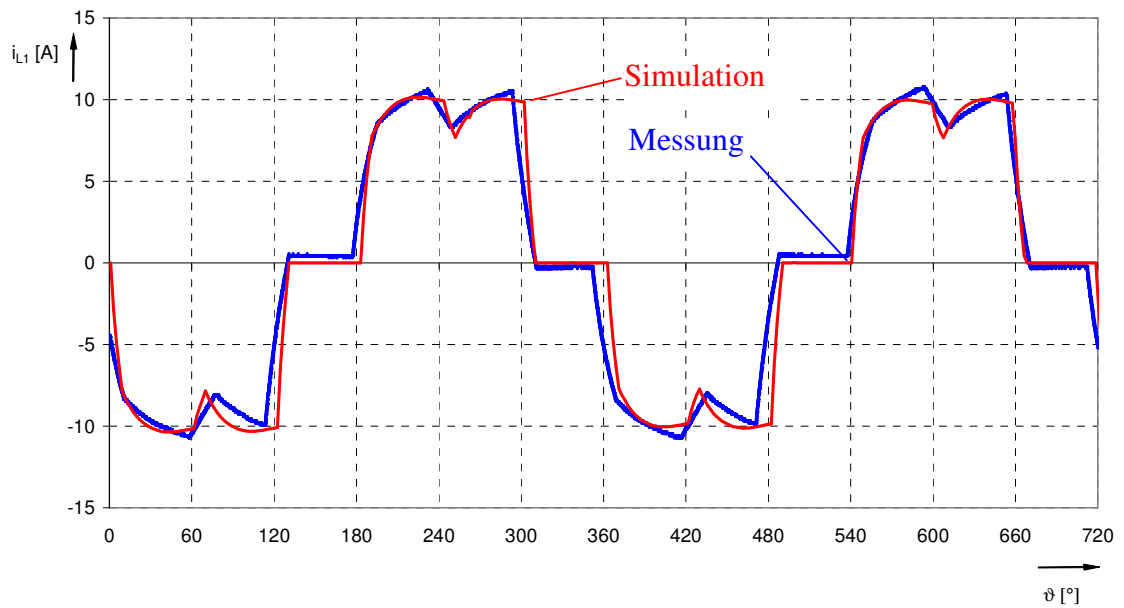


Abb. 7.14 Leiterstrom i_{L1} , Simulation und Messung

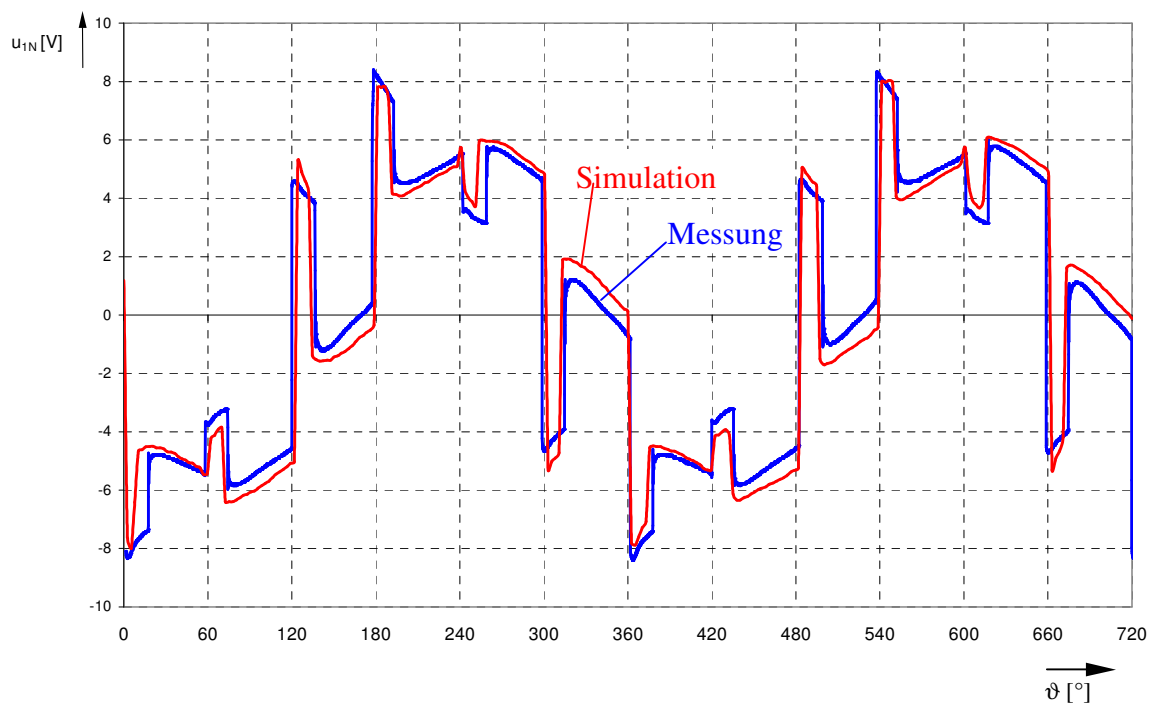


Abb. 7.15: Leiter-Mittelpunkt-Spannung u_{LN} , Simulation und Messung

7 Experimentelle Untersuchung der Versuchsmaschine und Vergleich mit der Simulation

Die für den Nennpunkt der Maschine durchgeführten Messungen und die ebenfalls für den Nennpunkt durchgeführte Simulation zeigen eine hohe Übereinstimmung. Zu beachten ist, dass die Abweichung (Amplitude) der Spannung aus der nicht idealen Modellierung der Wechselrichterventile zurückzuführen ist.

Neben diesen Zeitfunktionen wurden bei Nennbelastung von 1,15 Nm folgende Größen bestimmt:

Zahlenwerte (Mittelwerte):

Größe	Simulation	Messung
$n \text{ [min}^{-1}\text{]}$	707	702
$I_{\text{eff}} \text{ [A]}$	7,45	7,5
$u_{1N} \text{ [V]}$	4,5	4,4

Es ist somit möglich, eine optimierte Dimensionierung der Maschine mit Hilfe der Simulation durchzuführen. Die beschriebene Maschine wurde hinsichtlich maximalen Wirkungsgrad und minimalen Gewicht ausgelegt, da sie als kabelloses Handgerät eingesetzt werden soll.

8 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es, aus der Vielzahl von Wirkprinzipien und Ausführungsformen kommutatorloser rotierender elektrischer Maschinen eine für spezielle Einsatzgebiete geeignete auszuwählen und auszulegen. Die Auslegung wurde dabei mit modernen Methoden der Simulations- und Rechentechnik durchgeführt. Im Ergebnis der optimierten Dimensionierung erfolgte der Bau eines Prototypen zur messtechnischen Untersuchung und zur Verifizierung der Modellierung und Simulation (Berechnung). Mit diesen erprobten Modellen kann der rechnergestützte Entwurf solcher Maschinen mit großer Zuverlässigkeit erfolgen.

Gegenstand der Arbeit war ein Ringmotor mit hohem Drehmoment, geringer Bauhöhe und geringe Masse. Da der Antrieb aus einem mobilen Energiespeicher in Form von Kondensatoren versorgt werden soll, gehört die Minimierung der Verluste zu den wichtigsten Auslegungskriterien.

Ein Vergleich des zu erwartenden Wirkungsgrades bei Verwendung einer Asynchronmaschine oder herkömmlichen, dreisträngigen Synchronmaschinen mit einer speziell ausgelegten Vielpolmaschine ergibt eine wesentliche Verringerung der Verluste. Somit wurde dieses Wirkprinzip für diese Anwendung eingesetzt. Weiterhin arbeitet der Motor innerhalb eines Arbeitszyklus mit sehr unterschiedlichen, schnell wechselnden Lasten zwischen Leerlauf und 1,3facher Überlast. Über den gesamten Bereich soll ein möglichst guter Wirkungsgrad und ein Leistungsfaktor nahe 1 gewährleistet werden.

Das Leistungsgewicht ist ebenfalls von entscheidender Bedeutung, da der Motor in einem Handhabegerät eingesetzt wird. Die Forderung nach einem hohen Wirkungsgrad und hohem Leistungsgewicht stehen sich letztlich entgegen, so dass die gefundene Lösung den akzeptabelsten Kompromiss darstellt.

Für den Systempreis ist momentan neben den Kosten für die Elektronik der Materialpreis der Läufermagnete entscheidend. Die Simulation ermöglicht auch hier die Grenzen der Dimensionierung des magnetischen Kreises sinnvoll abzustecken.

Basierend auf der Finite-Elemente-Methode wurde ein Modell entwickelt, das die geforderten Eigenschaften erfüllt. Der nachfolgende Bau verschiedener Prototypen und deren Test erbrachte das notwendige Material für eine weitere Verfeinerung der Modelle und die Optimierung der Entwürfe.

Da die gemessenen Werte sehr gut mit den theoretisch ermittelten übereinstimmen, können mit den geschaffenen Simulationsmodellen zukünftig schnell und treffsicher ähnliche Maschinen mit dem jeweils benötigten Betriebsverhalten ausgelegt werden.

Literaturverzeichnis

- [1] W.-R. Canders, H. Mosebach, F. Laube:
Technologien und Grenzen von high torque Antrieben.
Veröffentlichung-1999-IMAB-TU Braunschweig
- [2] Jean-Regis Hadji-Minaglou:
Antriebskonzepte mit permanenterregten Synchronmotoren für den Einsatz im
Elektrofahrzeug.
Diss. RWTH Aachen , Shaker-Verlag 1994
- [3] J. K.-H. Freidrich:
Bauformen und Betriebsverhalten Modularer Dauermagnetmaschinen.
Diss. Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr,
Neubiberg 1991
- [4] Horst-Dieter Kolletschke:
Die Modulare Dauermagnetmaschine - Aufbau und Eigenschaft -.
Diss. Lehrstuhl für Elektrische Antriebe, Universität der Bundeswehr,
Neubiberg 1987
- [5] Dirk Bochnia:
Optimierung hochpoliger Dauermagnetmotoren unter Verwendung der Finiten Elemente
Methode und der Evolutionsstrategie.
Diss. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität
Chemnitz 2002
- [6] P. Zielinski, K. Schoepp:
Three-Phase Low-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines.
Institute of Electrical Machine Systems
Technical University of Wroclaw, Poland 1991

- [7] Fabian Rattei:
Modulare Dauermagnetmaschine mit optimierter Feldführung.
Diss. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, TU München 2002

- [8] Bomatec AG, Höri (ZH) - Seltenerd-Magnete, 2004

- [9] Elektro-Bauteile-Katalog der Firma Gebr. Waasner GmbH Forchheim, 2004

- [10] H.-D. Stölting, A. Beisse:
Elektrische Kleinmaschinen.
Teubner Verlag Stuttgart, 1987

- [11] K. Vogt:
Berechnung rotierender elektrischer Maschinen.
VEB Verlag Technik, Berlin, 1988, 4. Auflage

- [12] Fischer, Johannes:
Abriss der Dauermagnetkunde. Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg 1949

- [13] Maxwell Online Help System

- [14] Maxwell - 2 D Handbooks, 2000

- [15] Manfred, Michel:
Leistungselektronik Eine Einführung , Springer-Verlag 1992

- [16] Verde, G. Bühler:
Entwurf eines Windkraftgenerators.
Veröffentlichung- 2002, IMAB, TU Braunschweig

- [17] Dr.-Ing. Egon Christian Andresen:
Einfluss von Umrichterart, Magnethöhe, Polbedeckung und Wicklungsanordnung auf
den Betrieb von Synchronmotoren mit radialen SmCo₅- Magneten.
etz Archiv Bd. 7 (1985), H. 8 Seiten (263 - 270)

- [18] Dr.-Ing. Frank Jurisch:
Nutrastmomente in elektrischen Maschinen: Neu Bertachtungsweise und Maßnahmen
zur gezielten Beeinflussung.
Tagungsband 2003 VDE Verlag GMBH. Berlin .Offenbach 2003
- [19] Rolf Fischer:
Elektrische Maschinen.
Carl Hanser Verlag München, 1992, 8. Auflage
- [20] Bernhard Krasser:
Optimierte Auslegung einer Modularen Dauermagnetmaschine für ein autarkes
Hybridfahrzeug.
Diss. Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, TU München 2000

Anhang

Anhangsverzeichnis

A 1	Berechnung des magnetischen Kreises des PMM.....	96
A 1.1	Berechnung des gesamte magnetischen Widerstands.....	96
A 1.2	Berechnung des magnetische Flusses.....	100
A 1.3	Berechnung der Induktion der einzelnen Elemente des Ersatzschaltbildes.....	101
A 1.4	Berechnung des Energieprodukts.....	102
A 2	Berechnung des Trägheitsmoments J des Rotors.....	103
A 3	Berechnung der Verluste.....	104
A 3.1	Eisenverluste.....	104
A 3.2	Permanentmagnetverluste.....	104
A 3.3	Kupferverluste.....	104
A 3.4	Reibungsverlusten.....	105
A 3.5	Berechnung der Gesamtverluste.....	105
A 3.6	Berechnung des Wirkungsgrads.....	105

Anhang

A 1 Berechnung des magnetischen Kreises des Permanent-Magnet-Motors

Es werden folgende Vernachlässigungen und Vereinfachungen für Berechnung des magnetischen Kreises des PMM betrachtet:

1. Die magnetische Streuung wird vernachlässigt.
2. Die Ankerrückwirkung wird nicht berücksichtigt.

Die dazugehörige Ersatzschaltung zeigt Abb. A1.

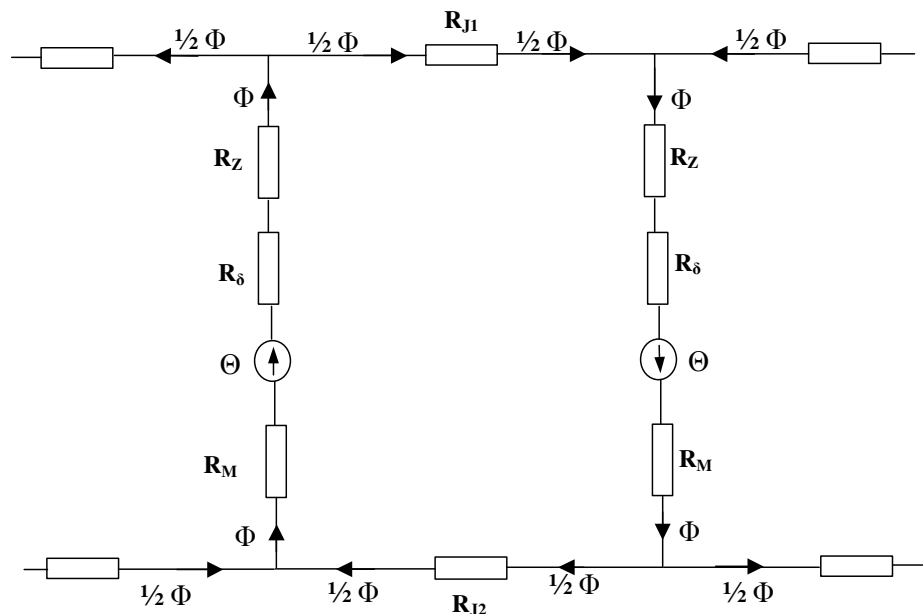


Abb. A 1: Magnetische Ersatzschaltung eines Ausschnitts des PMM mit $2p > Z$

A 1.1 Berechnung des gesamten magnetischen Widerstands $R_{m\text{-gesamt}}$.

Um den gesamten magnetischen Widerstand zu berechnen werden zuerst die magnetischen Widerstände der einzelnen Elemente des Ersatzschaltbildes nach Abb. A1 im Folgenden berechnet.

- Statorwiderstand R_{J1} :

Die Abmessungen und Konstanten des Stators sind:

$$l_{J1} = 5 \text{ mm}, \quad h_{J1} = 3,7 \text{ mm}, \quad b_{J1} = 10,2 \text{ mm}, \quad \mu_{r1} = 4000, \quad \mu_0 = 4\pi 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$$

$$A_{J1} = h_{J1} \cdot l_{J1} = 18,5 \text{ mm}^2$$

Damit berechnet sich R_{J1} zu:

$$R_{J1} = \frac{b_{J1}}{A_{J1} \cdot \mu_{r1} \cdot \mu_0}, \quad (\text{A1})$$

$$R_{J1} = \frac{10,2 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{18,5 \cdot \text{m}^2 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}},$$

$$R_{J1} = 1,1010^5 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}$$

- Zahnwiderstand R_Z :

Die Abmessungen und Konstanten des Zahns sind:

$$l_Z = 5 \text{ mm}, \quad h_Z = 10,2 \text{ mm}, \quad b_Z = 10,5 \text{ mm}, \quad \mu_{r1} = 4000,$$

$$A_Z = b_Z \cdot l_Z = 52,5 \text{ mm}^2$$

Damit berechnet sich R_Z zu:

$$R_Z = \frac{h_Z}{A_Z \cdot \mu_{r1} \cdot \mu_0} \quad (\text{A2})$$

$$R_Z = \frac{10,2 \cdot 10^{-3} \cdot \text{m}}{52,5 \cdot \text{m}^2 \cdot 10^{-6} \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}},$$

$$R_Z = 3,87 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}.$$

- Luftspaltwiderstand R_{δ} :

Die Abmessungen des Luftspalts sind:

$$l_{\delta} = 5 \text{ mm}, \quad \delta = 0,5 \text{ mm}, \quad b_{\delta} = 13,3 \text{ mm},$$

$$A_{\delta} = b_{\delta} \cdot l_{\delta} = 66,5 \text{ mm}^2$$

R_{δ} berechnet sich damit zu:

$$R_{\delta} = \frac{\delta}{A_{\delta} \cdot \mu_0}, \quad (\text{A3})$$

$$R_{\delta} = \frac{0,5 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{66,5 \text{ m}^2 \cdot 10^{-6} \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}},$$

$$R_{\delta} = 5,98 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}.$$

- Permanent-Magnet-Widerstand R_M

Die Abmessungen und Parameter des Permanent-Magnets sind:

$$l_M = 5 \text{ mm}, \quad h_M = 4,3 \text{ mm}, \quad b_M = 11 \text{ mm}, \quad H_C = 703,5 \frac{\text{kA}}{\text{m}}, \quad B_R = 0,97 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$$

$$A_M = b_M \cdot l_M = 55 \text{ mm}^2$$

Es gilt

$$\mu_M = \frac{B_R}{H_C \cdot \mu_0}, \quad (\text{A4})$$

$$R_M = \frac{h_M}{A_M \cdot \mu_M \cdot \mu_0}. \quad (\text{A5})$$

setzt man Gleichung (A4) in (A5) ein.

Der Permanent-Magnet-Widerstand R_M berechnet sich zu:

$$R_M = \frac{H_C \cdot h_M}{B_r \cdot A_M}, \quad (A6)$$

$$R_M = \frac{703,5 \cdot 10^3 \frac{A}{m} 4,3 \cdot 10^{-3} m}{53,5 m^2 \cdot 10^{-6} \cdot 0,97 \frac{Vs}{m^2}},$$

$$R_M = 5,67 \cdot 10^7 \frac{A}{Vs}.$$

- Rotorwiderstand R_{J2}

Die Abmessungen und Konstanten des Rotors sind:

$$l_{J2} = 5 \text{ mm}, \quad h_{J2} = 5,7 \text{ mm}, \quad b_{J2} = 10,2 \text{ mm}, \quad \mu_{r2} = 2000, \quad r_{2a} = 68,2 \text{ mm},$$

$$r_{2i} = 62,5 \text{ mm}, \quad \rho_{Fe} = 7860 \frac{kg}{m^3}$$

$$A_{J2} = h_{J2} \cdot l_{J2} = 28,5 \text{ mm}^2,$$

Es gilt

$$R_{J2} = \frac{b_{J2}}{A_{J2} \cdot \mu_{r2} \cdot \mu_0}, \quad (A7)$$

$$R_{J2} = \frac{10,2 \cdot 10^{-3} m}{28,5 m^2 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{Am}},$$

$$R_{J2} = 1,14 \cdot 10^5 \frac{A}{Vs}.$$

Der gesamte magnetische Widerstand des magnetischen Kreises gemäß Abb. A1 ist dann

$$R_{m\text{-gesamt}} = R_{J1} + 2 \cdot R_Z + 2 \cdot R_\delta + 2 \cdot R_M + R_{J2} \quad (\text{A8})$$

$$\begin{aligned} R_{m\text{-gesamt}} &= 1,1 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} + 2 \cdot 3,87 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} + 2 \cdot 5,98 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} \\ &\quad + 2 \cdot 5,67 \cdot 10^7 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} + 1,14 \cdot 10^5 \frac{\text{A}}{\text{Vs}} \end{aligned}$$

$$R_{m\text{-gesamt}} = 1,28 \cdot 10^8 \frac{\text{A}}{\text{Vs}}.$$

A 1.2 Berechnung des magnetischen Flusses

Der magnetische Fluss Φ berechnet sich gemäß Abb. A1 zu:

$$2 \cdot \Theta = \frac{1}{2} \cdot \Phi \cdot R_{J1} + 2 \cdot \Phi \cdot R_Z + 2 \cdot \Phi \cdot R_\delta + 2 \cdot \Phi \cdot R_M + \frac{1}{2} \cdot \Phi \cdot R_{J2}, \quad (\text{A9})$$

$$2 \cdot \Theta = \Phi \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot R_{J1} + 2 \cdot R_Z + 2 \cdot R_\delta + 2 \cdot R_M + \frac{1}{2} \cdot R_{J2} \right).$$

Nach Φ umgestellt ergibt sich

$$\Phi = \frac{2 \cdot \Theta}{\frac{1}{2} \cdot R_{J1} + 2 \cdot R_Z + 2 \cdot R_\delta + 2 \cdot R_M + \frac{1}{2} \cdot R_{J2}},$$

$$\Phi = \frac{2 \cdot \Theta}{R_{m\text{-gesamt}}} \quad (\text{A10})$$

wobei

$$\Theta = H_C \cdot h_M \quad (A11)$$

$$\Phi = \frac{2 \cdot 703 \cdot 10^3 \cdot \frac{A}{m} \cdot 4,3 \cdot 10^{-3} m}{1,28 \cdot 10^8 \frac{A}{Vs}} = 4,7 \cdot 10^{-5} Vs$$

A 1.3 Berechnung der Induktion der einzelnen Elemente des Ersatzschaltbildes

- Die Luftspaltinduktion B_δ errechnet sich zu:

$$B_\delta = \frac{\Phi}{A_\delta}, \quad (A12)$$

$$B_\delta = \frac{4,7 \cdot 10^{-5} Vs}{66,5 \cdot 10^{-6} m^2} = 0,7 \text{ T}.$$

- Die Zahnflussdichte B_z wird wie folgt berechnet:

$$B_z = \frac{\Phi}{A_z}, \quad (A13)$$

$$B_z = \frac{4,7 \cdot 10^{-5} Vs}{52,5 \cdot 10^{-6} m^2} = 0,89 \text{ T}.$$

- Die Flussdichte im Magnet B_M ergibt sich zu:

$$B_M = \frac{\Phi}{A_M}, \quad (A14)$$

$$B_M = \frac{4,7 \cdot 10^{-5} Vs}{53,5 \cdot 10^{-6} m^2} = 0,87 \text{ T}.$$

- Die Magnetflussdichte im Statorjoch B_{J1} wird wie folgt berechnet:

$$B_{J1} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \Phi}{A_{J1}}, \quad (A15)$$

$$B_{J1} = \frac{\frac{1}{2} \cdot 4,7 \cdot 10^{-5} \text{ Vs}}{18,5 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2}.$$

$$B_{J1} = 1,23 \text{ T}.$$

- Die Magnetflussdichte im Rotorjoch B_{J2} wird wie folgt berechnet:

$$B_{J2} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \Phi}{A_{J2}} = \frac{\frac{1}{2} \cdot 4,7 \cdot 10^{-5} \text{ Vs}}{28,5 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2}, \quad (A16)$$

$$B_{J2} = 0,82 \text{ T}.$$

A 1.4 Berechnung des Energieprodukts (BH)_{max}

Das Energieprodukt des Permanent-Magnets ergibt sich bei 100 °C Einsatztemperatur zu:

$$(BH)_{\max} = \frac{H_C \cdot B \cdot B_R}{4}, \quad (A17)$$

$$(BH)_{\max} = \frac{703,5 \frac{\text{kA}}{\text{m}} \cdot 0,97 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}}{4} = 170,6 \frac{\text{kJ}}{\text{m}^3}$$

A 2 Berechnung des Trägheitsmoments J des Rotors

Das Trägheitsmoment des Rotors des PMM errechnet sich zu:

$$J = \frac{1}{2} m \cdot (r_{2a} + h_M)^2 \quad (A18)$$

wobei

$$m = \rho_{Fe} \cdot V \quad (A19)$$

- Das Rotorvolumen V ergibt sich zu:

$$V = \pi \cdot l_{J2} \cdot ((r_{2a} + h_M)^2 - r_{2i}^2) \quad (A20)$$

$$V = 3,1415 \cdot 5 \text{ mm} ((68,2 \text{ mm} + 4,3 \text{ mm})^2 - (62,5 \text{ mm})^2)$$

$$V = 0,021 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$$

daraus folgt:

$$m = 7860 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 0,021 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3 = 0,166 \text{ kg}$$

$$J = \frac{1}{2} \cdot 0,166 \text{ kg} \cdot (72,5 \text{ mm})^2 = 0,43 \cdot 10^{-3} \text{ kg m}^2$$

A 3 Berechnung der Verluste

Die Verluste, die in einem Permanent-Magnet-Motor entstehen, setzen sich aus

- den Eisenverlusten,
- den Permanent-Magnet-Verlusten,
- den Kupferverlusten,
- den Reibungsverlusten

zusammen.

A 3.1 Eisenverluste

Wie bereits in Kapitel 5.1.1.4 erwähnt, treten im Eisen Hysterese- und Wirbelstromverluste auf. Aus der Finite-Elemente-Rechnung ergaben sich bei Nenndrehzahl Stator-eisenverluste $P_{v,Fe}$ in Höhe von 2,9 W.

A 3.2 Permanent-Magnet-Verluste

In den Permanent-Magneten entstehen Verluste, die durch Wirbelströme hervorgerufen werden. Da die Wirbelstromverluste in Permanent-Magneten gegenüber den Wirbelstromverlusten im Eisen gering sind, werden sie hier vernachlässigt.

A 3.3 Kupferverluste

Aufgrund des ohmschen Widerstands treten im Leiter Kupferverluste auf.

Die Kupferverluste errechnen sich aus dem Produkt von der Strangzahl m und dem Widerstand R multipliziert mit dem Quadrat des Effektivstromes.

$$P_{v,Cu} = m \cdot R \cdot I_{eff}^2 \quad (A21)$$

Damit ergibt sich bei Nennstrom:

$$P_{v,CuN} = 3 \cdot 0,089 \, \Omega \cdot (7,5)^2 \, A^2 = 15 \, W$$

A 3.4 Reibungsverluste

Die Reibungsverluste setzen sich aus Luft- und Lagerreibung zusammen. Sie werden als ein konstanter Anteil von 2 % bis 5 % der abgegebenen mechanischen Nennleistung P_{mech} angenommen [14].

Die Reibungsverluste errechnet sich zu:

$$P_{v,R} = 0,03 \cdot P_{\text{mech}} \quad (\text{A22})$$

$$P_{v,R} = 0,03 \cdot 85 \text{ W} = 2,55 \text{ W}$$

A 3.5 Berechnung der Gesamtverluste

Die Gesamtverluste P_v ergeben sich durch Aufsummieren aller Einzelverlustanteile.

$$P_v = P_{v,Fe} + P_{v,Cu} + P_{v,R} \quad (\text{A23})$$

Für den Nennpunkt betragen diese:

$$P_{vN} = 2,9 \text{ W} + 15 \text{ W} + 2,55 \text{ W} = 20,45 \text{ W}$$

A 3.6 Berechnung des Wirkungsgrads

Die zugeführte Leistung ergibt sich aus der Summe der abgegebenen mechanischen Leistung und den Gesamtverlusten.

$$P_{zu} = P_v + P_{\text{mech}} \quad (\text{A24})$$

Für den Nennpunkt erhält man:

$$P_{zuN} = 20,45 \text{ W} + 85 \text{ W} = 105,45 \text{ W}$$

Der Wirkungsgrad errechnet sich für den Motorbetrieb aus

$$\eta = \frac{P_{\text{mech}}}{P_{\text{mech}} + P_v} \quad (\text{A25})$$

Damit beträgt im Nennpunkt der Wirkungsgrad:

$$\eta_N = \frac{85 \text{ W}}{85 \text{ W} + 20,45 \text{ W}} = 80,6 \%$$